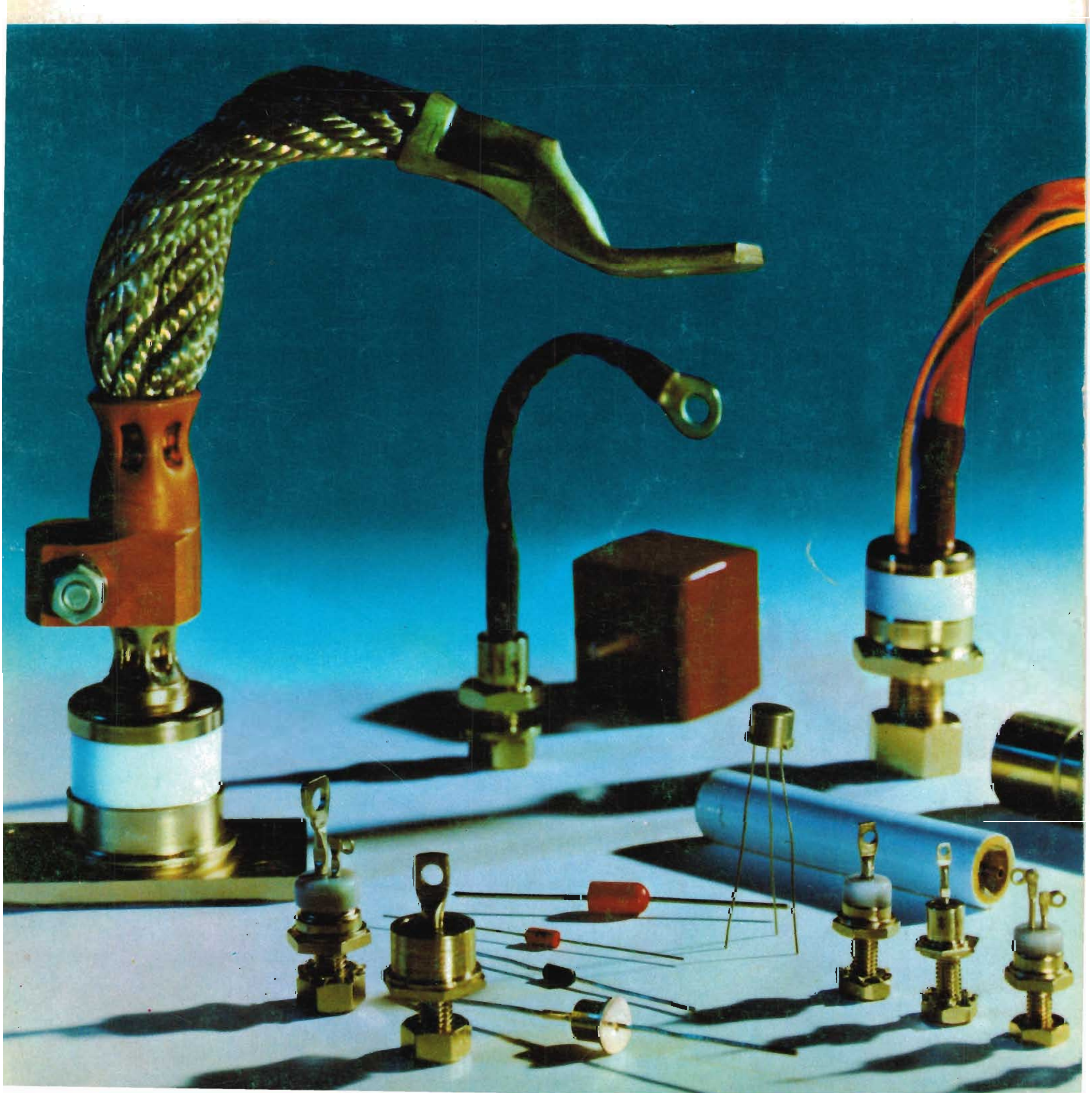
REVISTA "Miniwatt"

Vol. 11 - Núm. 1 ENERO 1972 25 Ptas.



TRANSISTORES DE POTENCIA

Tipo	Valores límite						Características				Cápsula
	V_{CBO} V	V_{CEO} V	I_{CAV} A	I_{CM} A	P_{tot} W	bei ϑ_G °C	B	a I_C A	V_{CEsat} V	f_T MHz	
AD 149	-50	-30	-3,5	-3,5	27,5	45	30...100	-1	<-0,7	>0,3	1
AD 161	32	20	1	3	4	72	80...320	0,5	<0,6	3	2
AD 162	-32	-20	-1	-3	6	63	80...320	-0,5	<-0,4	1,5	2
ASZ 15	-100	-60	-8	-10	30	45	15...30	-6	<-0,4	0,2	1
ASZ 16	-60	-32	-8	-10	30	45	35...80	-6	<-0,4	0,25	1
ASZ 17	-60	-32	-8	-10	30	45	20...45	-6	<-0,4	0,22	1
ASZ 18	-100	-32	-8	-10	30	45	20...65	-6	<-0,4	0,22	1
BD 124	70	45	2	4	15	62,5	>35	0,5	<1,9	120	2
BD 131	70	45	3	6	11	60	>40	0,5	<0,4	>60	3
BD 132	-45	-45	-3	-6	11	60	>40	-0,5	<-0,4	>60	3
BD 135	45	45	0,5	1,5	6,5	60	40...250	0,15	<0,5	250	3
BD 136	-45	-45	-0,5	-1,5	6,5	60	40...250	-0,15	<-0,5	75	3
BD 137	60	60	0,5	1,5	6,5	60	40...160	0,15	<0,5	250	3
BD 138	-60	-60	-0,5	-1,5	6,5	60	40...160	-0,15	<-0,5	75	3
BD 139	100	80	0,5	1,5	6,5	60	40...160	0,15	<0,5	250	3
BD 140	-100	-80	-0,5	-1,5	6,5	60	40...160	-0,15	<-0,5	75	3
BD 160	250[1]		5	7	10	125			<1,6		1
BD 181	55	45	10	15	78	82	20...70	3	<1	1	1
BD 182	70	60	15	15	117	25	20...70	4	<1	1	1
BD 183	85	80	15	15	117	25	20...70	3	<1	1	1
BD 201	60	45	8	12	55	25	>30	3	<1	3	5
BD 202	-60	-45	-8	-12	55	25	>30	-3	<-1	3	5
BD 203	60	60	8	12	55	25	>30	2	<1	3	5
BD 204	-60	-60	-8	-12	55	25	>30	-2	<-1	3	5
BD 226	45	45	1	3	10	45	40...250	0,15	<0,8	125	3
BD 227	-45	-45	-1	-3	10	45	40...250	-0,15	<-0,8	50	3
BD 228	60	60	1	3	10	45	40...160	0,15	<0,8	125	3
BD 229	-60	-60	-1	-3	10	45	40...160	-0,15	<-0,8	50	3
BD 230		80	1	3	10	45	40...160	0,15	<0,8	125	3
BD 231		-80	-1	-3	10	45	40...160	-0,15	<-0,8	50	3
BD 232	500	250	0,25	0,5	7	80	>20	0,15		15	3
BD 233	45	45	2	6	25	25	>25	1	<0,6	3	3
BD 234	-45	-45	-2	-6	25	25	>25	-1	<-0,6	3	3
BD 235	60	60	2	6	25	25	>25	1	<0,6	3	3
BD 236	-60	-60	-2	-6	25	25	>25	-1	<-0,6	3	3
BD 237	80	80	2	6	25	25	>25	1	<0,6	3	3
BD 238	-80	-80	-2	-6	25	25	>25	-1	<-0,6	3	3
BU 105	750[2]	750[3]		2,5	10	90	2	2	<5	7,5	1
BU 108	750[2]	750[3]		7,5	12,5	95	4	4	<5	7	1
BU 126	750	300	3	6	30	50	30	1	<10	8	1
BDY 20	100	60	15	15	115	27,5	20...70	4	<1,1	1	1
BDY 38	50	40	6	6	115	27,5	>30	2	<0,7	1	1
BDY 60	60	60	5	10	15	100	>45	0,5	<0,7	100	1
BDY 61	60	60	5	10	15	100	>45	0,5	<0,9	100	1
BDY 62	30	30	5	10	15	100	>45	0,5	<0,9	100	1
BDY 90	120	100	10	15	40	75	30...120	5	<0,5	70	1
BDY 91	100	80	10	15	40	75	30...120	5	<0,5	70	1
BDY 92	80	60	10	15	40	75	30...120	5	<0,5	70	1
BDY 93	750	350	2,5	5	30	75	15...60	1	<1	12	1
BDY 94	600	300	2,5	5	30	75	15...60	1	<1	12	1
BDY 95	400	250	2,5	5	30	75	15...60	1	<1	12	1
2 N 3055	100	60	15	15	115	27,5	20...70	4	<1,1	1	1
2 N 3442	160	140	10	15	117	25	20...70	3	<1	>0,8	1
2 N 3771	50	40	30	30	150	25	15...60	15	<2,0	800	1
2 N 3772	100	60	20	30	150	25	15...60	10	<1,4	800	1

[1]Valor de cresta V_{CBOM} [2]Valor de cresta $V_{CBOM} = 1,5\,kV$ [3] V_{CER}; Valor de cresta $V_{CERM} = 1,5\,kV$

V_{CEO} (V) \ I_{CM} (A)	0,5...1,5	2,5...3,0	3,5...4,0	5,0	6,0...7,5	10,0	12,0	15,0	30,0
1500[1]		BU 105			BU 108				
350				BDY 93					
300				BDY 94	BU 126				
250	BD 232			BDY 95	BD 160				
120...150								2 N 3442	
100								BDY 90	
80	BD 139 BD 140	BD 230 BD 231			BD 238 BD 237			BD 183 BDY 91	
55...60	BD 137 BD 138	BD 228 BD 229			BD 236 BD 235	ASZ 15 BDY 60 BDY 61	BD 203 BD 204	BD 182 BDY 20 BDY 92 2 N 3055	2 N 3772
40...45	BD 135 BD 136	BD 226 BD 227	BD 124		BD 131 BD 132 BD 234 BD 233 BDY 38		BD 201 BD 202	BD 181	2 N 3771
30...32			AD 149			ASZ 16 ASZ 17 ASZ 18 BDY 62			
20		AD 161 AD 162							

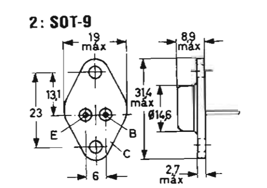


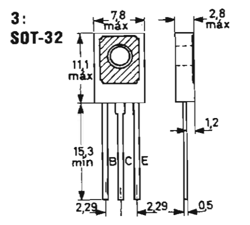
[1]) V_{CERM}

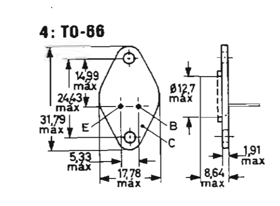
1: TO-3

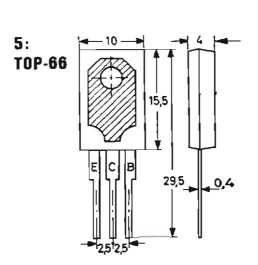
26,2 máx — H — 16,9 — 30,1 — 39,5 máx — Ø 20,3 máx — C — E — B — 10,9 — h

Tipo	H mm	h mm
AD 149	8	3,4
ASZ 15/16/17/18	7	3,4
BD 160	9,5	3,4
BD 181/182/183	9,5	0,9
BU 105/108/126	9,5	3,4
BDY 20/38	9,5	0,9
BDY 60/61/62	7	0,9
BDY 90/91/92	9,5	3,4
BDY 93/94/95	9,5	3,4
2 N 3055/3442	9,5	0,9
2 N 3771/3772	11,4	3,4



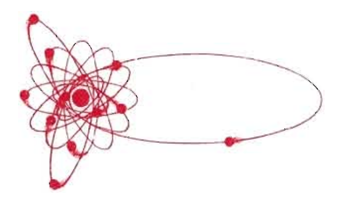






REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona





Distintos tipos de diodos rectificadores y de tiristores, empleados para rectificación y control de potencia.

ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 1 **ENERO 1972**

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/a
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

CIRCUITOS CHOPPER BÁSICOS CON TIRISTORES

Este artículo expone la teoría fundamental y trata de los circuitos chopper básicos más importantes. Se dedica especial atención al diseño del chopper y a la protección y refrigeración de los tiristores.

1. QUE ES UN CHOPPER

Un chopper es un interruptor situado entre una fuente de c.c. y la carga, que se abre y cierra cíclicamente. La tensión media en la carga se controla variando la relación entre el tiempo de cierre y el del ciclo completo (ciclo de trabajo). Si la tensión continua de entrada se interrumpe durante un 10 % del ciclo, la tensión media en la carga será el 90 % de la entrada continua. Inversamente, se obtiene un 10 % de la tensión continua de entrada, interrumpiendo esta tensión durante el 90 % del ciclo. La característica resultante del control de potencia depende del tipo de carga (resistiva, inductiva o motor).

1.1. Por qué los choppers electrónicos tienen tanto éxito

Los choppers electrónicos presentan varias características por las que resultan ideales para la conversión de c.c. en c.c. Muchas veces es necesario disponer de una c.c. variable, lo cual no plantea problemas con choppers electrónicos. Su ciclo de trabajo se ajusta fácilmente, lo cual da por resultado un control progresivo de la salida dentro de un amplio margen. Las pérdidas son pequeñas incluso a frecuencias de conmutación elevadas y se obtienen rendimientos de más del 90 % en todo el margen de control. (Se puede comparar este resultado con el bajo rendimiento del control por resistencias en la tracción de tranvías y trenes y otros vehículos alimentados por baterías.) Hay que tener presente que una corriente de salida bien filtrada es uno de los principales objetivos al diseñar choppers para control de motores, ya que esto evita un excesivo calentamiento del motor. Como los choppers electrónicos pueden trabajar a frecuencias elevadas, las componentes de ondulación en la carga se suprimen fácilmente empleando un sencillo filtro (normalmente una inductancia en serie con la carga, combinada con un diodo volante en la salida del chopper).

Los choppers electrónicos tienen una larga duración de vida, puesto que el desgaste de sus elementos de control es pequeño o nulo. Los elementos de control pueden ser tiratrones, ignitrones, transistores y tiristores. Estos dos últimos pueden trabajar indefinidamente (con tal de que no se sobrepasen sus valores límite) y son de pequeño tamaño. En este artículo se considerarán sólo los choppers con tiristores.

1.2. Aplicaciones

Los choppers electrónicos tienen un amplio campo de aplicaciones debido a las ventajas que ofrecen. Normalmente, se alimentan a partir de una tensión constante y pueden utilizarse, por ejemplo, en:

- alimentaciones de potencia variable en c.c., con o sin estabilización de la salida,
- cargadores de batería, y
- sistemas de control para motores de c.c.

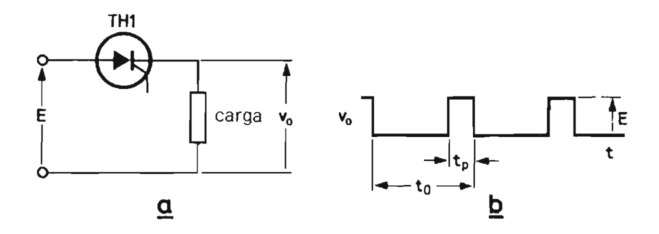


Fig. 1. Circuito básico de un chopper (*a*) y forma de onda de salida (*b*). t_p = período de conducción de *TH1*; t_0 = período de repetición.

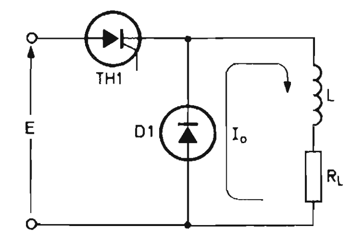


Fig. 2. Chopper con carga inductiva. *D1* = diodo volante. La flecha indica el flujo de corriente cuando *TH1* no conduce.

El chopper de rotor, previsto para controlar motores de alterna de anillos deslizantes, tiene una tensión de entrada variable (tensión del rotor rectificada). Varía el valor efectivo de la resistencia externa del rotor, proporcionando así un control de la velocidad.

2. COMO TRABAJAN LOS CHOPPERS

La figura 1*a* representa el circuito básico de un chopper. Cuando el tiristor *TH1* conduce, la tensión instantánea de salida v_O es igual a la tensión de alimentación E; en cambio, es igual a cero durante los períodos intermedios en los que el tiristor está bloqueado. Así, la forma de onda de v_O es la que representa la figura 1*b*. Si t_p es el período de conducción del tiristor (tiempo de duración del impulso, t_0 el período de repetición y el ciclo de trabajo t_p/t_0 se indica por δ, la tensión media del chopper es:

$$V_{O\ \text{med}} = \delta\ E \qquad (1)$$

Esta expresión es válida para cargas pasivas y también para motores cuya corriente sea continua. Si la corriente es discontinua, la f.e.m. del motor aparece en los terminales de salida del chopper siempre que, durante cada período de repetición, deje de pasar corriente. Esto hace que la tensión media de salida del chopper sea mayor que la indicada por la ecuación (1).

La característica de control de potencia viene determinada por el tipo de carga. De acuerdo con la forma de onda de la figura 1*b*, la tensión eficaz de salida es:

$$V_{O\ \text{ef}} = E\sqrt{\delta} \qquad (2)$$

Con una carga resistiva, la potencia de salida P_O es igual a $V_O{}^2{}_{\text{ef}}/R_L$, siendo R_L la resistencia de carga, o:

$$P_O = \delta P_{O\text{máx}} \qquad (3)$$

donde:

$$P_{O\ \text{máx}} = E^2/R_L. \qquad (4)$$

Con una carga inductiva conectada como se indica en la figura 2, la corriente de carga I_O continúa circulando a través del diodo volante *D1* durante los períodos de bloqueo de *TH1*. La corriente es casi c.c. pura si la constante de tiempo L/R_L es mucho mayor que el período de repetición, t_0. Como $P_O = I_O{}^2 R_L$ e $I_O = V_{O\ \text{med}}/R_L$, la potencia de salida resulta:

$$P_O = \delta^2\ P_{O\ \text{máx}}, \qquad (5)$$

en donde $P_{O\ \text{máx}}$ se obtiene a partir de la ecuación (4).

La figura 3 representa un circuito chopper cuya carga es un motor. Despreciando la resistencia del inducido, la f.e.m. del motor E_m es igual a $V_{O\ \text{med}}$, de modo que la potencia P_O absorbida por el motor es $V_{O\ \text{med}}\ I_O$. (En la hipótesis supuesta, I_O es una corriente pura.) La característica de salida depende del tipo de control, pero si el par del motor se mantiene constante, I_O no variará. Entonces, la potencia de salida es:

$$P_O = \delta P_{O\ \text{máx}}, \qquad (6)$$

en donde:

$$P_{O\ \text{máx}} = E\ I_O. \qquad (7)$$

Como el ciclo de trabajo del chopper es t_p/t_0, se deduce de la ecuación (1) que la salida del chopper puede controlarse variando t_p ó t_0 (o ambos). La variación de

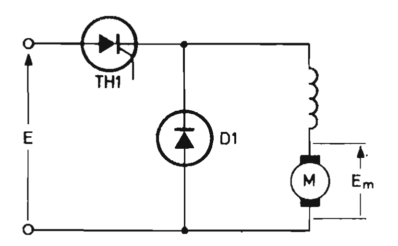


Fig. 3. Chopper con un motor como carga. E_m = f.c.m. del inducido.

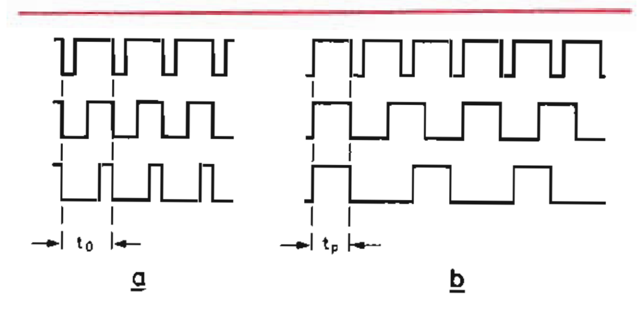


Fig. 4. Formas de onda de salida de un chopper. *a*) Control por anchura de impulsos: t_0 = constante; *b*) Control por frecuencia de repetición de impulsos: t_p = constante.

t_p, manteniendo t_0 constante, lleva al control de anchura de impulsos (fig. 4*a*). Inversamente, la variación de t_0, con t_p constante, se denomina control de frecuencia de repetición de los impulsos (frecuencia de repetición = $= 1/t_0$); véase figura 4*b*.

3. CLASIFICACION

Los tiristores pueden bloquearse por carencia de corriente (haciendo que disminuya la corriente directa por debajo del valor de mantenimiento). Algunos tiristores actúan así en los circuitos descritos aquí, pero este método de bloqueo no es recomendable si un tiristor debe bloquear una tensión directa poco después del momento en que deja de conducir.

El tiempo de bloqueo del tiristor será mucho mayor que el valor especificado, a no ser que se obligue a la corriente a invertir su sentido en el tiristor para eliminar a los portadores de carga. El bloqueo por inversión de corriente es necesario en el tiristor que deja pasar la corriente de carga, porque toda la tensión de alimentación aparece en sentido directo en sus bornes, en cuanto la tensión instantánea de salida ha caído a cero.

Los choppers se clasifican en:

choppers con conmutación forzada; utilizan un tiristor auxiliar para invertir la corriente en el tiristor que controla la corriente de carga (es posible un control por variación de anchura de impulsos y/o de la cadencia de repetición de los impulsos), y

choppers con autoconmutación; utilizan un circuito resonante en serie (o en paralelo) con el tiristor. Este se bloquea en cuanto la corriente de resonancia se invierte, de forma que no se necesita tiristor auxiliar para la conmutación. Como la anchura del impulso viene determinada por el período de resonancia, sólo es posible un control por variación de la cadencia de repetición de los impulsos.

4. CIRCUITOS BASICOS

Los circuitos de chopper considerados en este artículo son:

- chopper de conmutación forzada con dos tiristores,
- chopper de Jones,
- chopper de conmutación forzada con tres tiristores,
- chopper autoconmutado, y
- chopper para rotor, de autoconmutación forzada con tres tiristores.

En todos los circuitos se supondrá una corriente de carga continua pura. Los casos prácticos se adaptarán más o menos a esta hipótesis, con tal que la relación L/R de la carga sea mucho mayor que el período de repetición de los impulsos, para obtener un factor de forma aproximadamente igual a uno.

4.1. Choppers de conmutación forzada con dos tiristores

La figura 5 presenta el chopper de conmutación forzada con dos tiristores y sus formas de onda. Los períodos de conducción de los tiristores están indicados por las líneas horizontales continuas situadas encima de las formas de onda. En el esquema, *TH1* es el tiristor que controla la corriente de la carga y *TH2* es el tiristor auxiliar que bloquea a *TH1* invirtiendo su corriente. El período t_0 es el de repetición de los impulsos. Se modifica la salida del chopper desplazando el instante t_4 en el que se hace conducir a *TH1*. Para simplificar el análisis, se ha subdividido la escala de tiempos en intervalos discretos.

$t < t_1$. El tiristor *TH1* conduce, aplicando la tensión de alimentación a la carga. El condensador de conmutación *C1* se carga a la tensión de alimentación E, con la placa inferior positiva ($v_P = 2E$). La tensión en el condensador aparece en sentido directo en *TH2* (a través de *TH1*) haciendo posible la conducción de este tiristor cuando se aplique un impulso a su puerta en el instante t_1.

$t_1 \leqslant t < t_3$. Este intervalo es un período de conmutación durante el cual la tensión en bornes del condensador *C1* invierte su polaridad. Cuando se dispara *TH2* (instante t_1), *TH1* se bloquea porque la carga del condensador fuerza una corriente inversa a través de él. El disparo de *TH2* hace que la tensión de salida aumente bruscamente a $2E$, potencial del punto P. La corriente de la carga proviene de la fuente de c.c. a través del condensador *C1* y del tiristor *TH2*, de forma que *C1* se descarga linealmente a una velocidad de $I_0/C1$ voltios/segundo.

Como la tensión del condensador cambia de $-E$ voltios a $+E$ voltios, el tiempo de conmutación t_c es:

$$t_{c\,1} = t_3 - t_1 = 2EC_1/I_o. \qquad (8)$$

El tiempo de bloqueo, $t_{off\,1}$, impuesto a *TH1* es la mitad del tiempo de conmutación (véase forma de onda v_1):

$$t_{off\,1} = t_2 - t_1 = EC_1/I_o. \qquad (9)$$

Este tiempo debe ser mayor que el tiempo de bloqueo (t_q) especificado para el tiristor.

Durante el período t_1 a t_3, la tensión media de salida es igual a la tensión de alimentación E, como se deduce de la forma de onda de v_o.

$t_3 \leqslant t < t_4$. Durante este período, la tensión del condensador tiene un valor estable igual a $+E$. En el instante t_3, *TH2* se bloquea al reducirse su corriente a un nivel inferior al de mantenimiento. No aparece tensión inversa en bornes de *TH2* hasta que se dispara *TH1* (instante t_4). La salida del chopper es cero, de forma que la inductancia *L2* fuerza la conducción en el diodo volante *D2* para mantener la corriente en la carga.

$t_4 \leqslant t < t_5$. La tensión en bornes de *C1* se invierte por resonancia al dispararse *TH1* en el instante t_4 (la corriente de resonancia circula a través de *TH1*, *L1*, *D1* y *C1*). El diodo *D1* evita la descarga de *C1*. Como *TH1* debe soportar la corriente de carga y la corriente de resonancia, el valor nominal de su corriente de pico repetitivo debe estar de acuerdo con:

$$\hat{I}_1 = I_{o\,máx} + E\sqrt{C_1/L_1}, \qquad (10)$$

($I_{o\,máx}$ = máxima corriente nominal en la carga.)

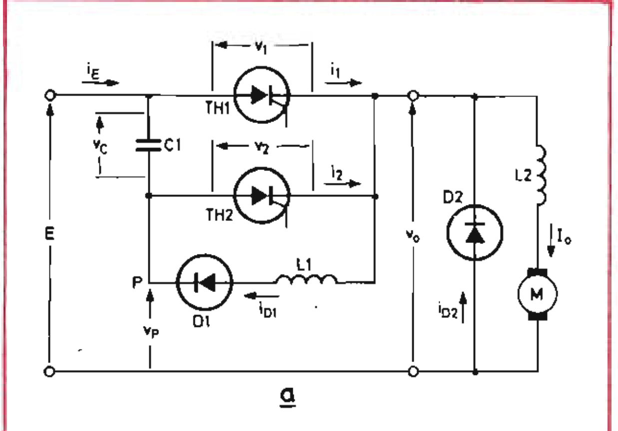
El tiempo de conmutación, $t_{c\,2}$, es igual a la mitad del período de resonancia:

$$t_{c\,2} = t_5 - t_4 = \pi\sqrt{L_1C_1}. \qquad (11)$$

y el tiempo de bloqueo impuesto a *TH2* es:

$$t_{off\,2} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_1C_1}. \qquad (12)$$

En bornes de *TH2* aparece inmediatamente una tensión inversa si *TH1* se dispara lo antes posible en el instante t_3 (véase curva a trazos 1 en la función v_2/tiempo). Así que $t_{off\,2}$ debe sobrepasar el tiempo de bloqueo nominal de este último tiristor.



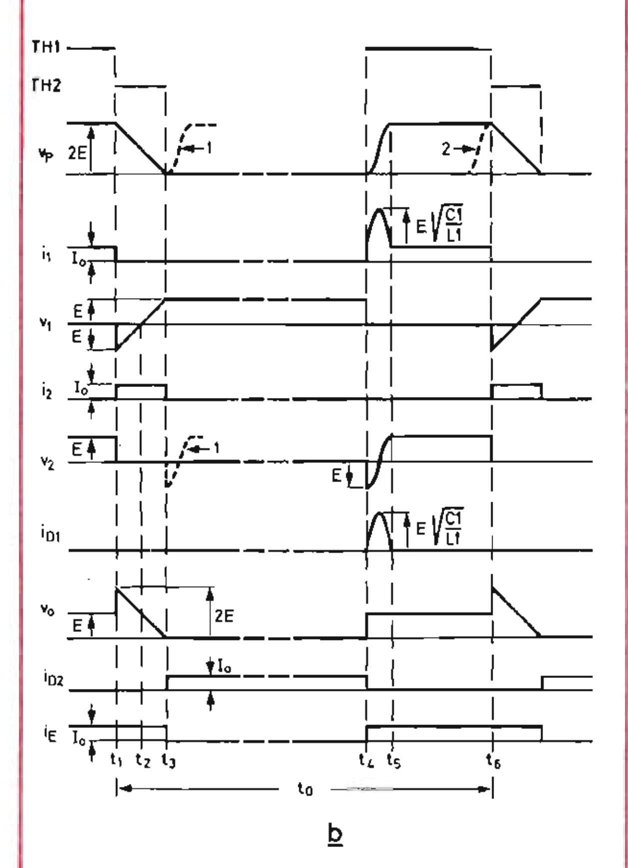


Fig. 5. Circuito de un chopper de conmutación forzada con dos tiristores (*a*) y sus formas de onda (*b*).
Se supone que I_o es la corriente continua pura de carga. Tensión en el condensador $v_c = E\text{-}v_P$. Los períodos de conducción de los tiristores están indicados por líneas horizontales de trazo continuo, encima de las formas de onda.
1 = curva en el caso del máximo adelanto posible en el disparo de *TH1*
2 = curva en el caso del máximo retraso posible en el disparo de *TH1*
t_0 = período de repetición del chopper.

$t_5 \leqslant t < t_6$. La tensión en bornes de *C1* se encuentra en el nivel estable $-E$, para poder bloquear a *TH1* cuando se vuelva a disparar *TH2*.

Para evitar la reducción de los tiempos de bloqueo impuestos, la tensión en bornes de *C1* debe cambiar completamente de $+E$ a $-E$. En consecuencia, los tiempos máximo y mínimo de conducción de *TH1* resultan ser:

$$t_{\text{cond(máx)}} = t_0 - \frac{2EC_1}{I_0}, \qquad t_{\text{cond(mín)}} = \pi\sqrt{L_1 C_1} \tag{13}$$

(véanse curvas a trazos 1 y 2 en la función v_P/tiempo).

La mínima tensión de salida del chopper depende del tiempo de bloqueo nominal t_q del tiristor. (La máxima salida siempre es igual a la tensión de alimentación E.) El margen de control de la tensión de salida es una función de t_0/t_q. Dado un t_q, la gama de control disminuye con t_0. Esto fija un límite superior a la frecuencia del chopper. Por otro lado, el límite inferior de esta frecuencia viene determinado por las pérdidas de carga del condensador a través de *D1* y *TH2* durante el intervalo t_5–t_6 (fig. 5*b*).

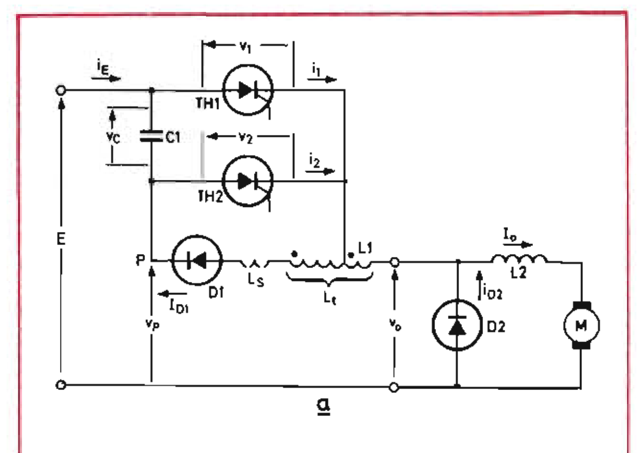
Los inconvenientes del chopper son:

1. el tiempo de bloqueo impuesto al circuito, $t_{\text{off 1}}$, depende de la carga; por esto debe diseñarse el circuito de forma que, a plena carga, $t_{\text{off 1}}$ sea mayor que el tiempo de bloqueo nominal del tiristor (puede preverse una cierta sobrecarga),
2. el tiristor auxiliar *TH2* debe dispararse el primero, de lo contrario no hay tensión de conmutación para bloquear el tiristor principal *TH1*,
3. no debe desconectarse la carga, de otro modo la tensión del condensador deja de conmutar, y
4. resulta un desfavorable factor de forma de la corriente en *TH1*, pues por este tiristor circula la corriente de resonancia para conmutar la tensión del condensador.

Los dos primeros inconvenientes se evitan utilizando el chopper de Jones, que se examina a continuación.

4.2. Chopper de Jones

La figura 6 representa el chopper de Jones y sus formas de onda. Una ventaja de este circuito consiste en que la secuencia de disparo de *TH1* y *TH2* carece de importancia. Cuando *TH1* pasa a conducir, se induce una tensión en el secundario de la inductancia de conmutación L_t, que carga a *C1*. Así, pues, no es necesario que el tiristor auxiliar (*TH2*) se dispare primero.



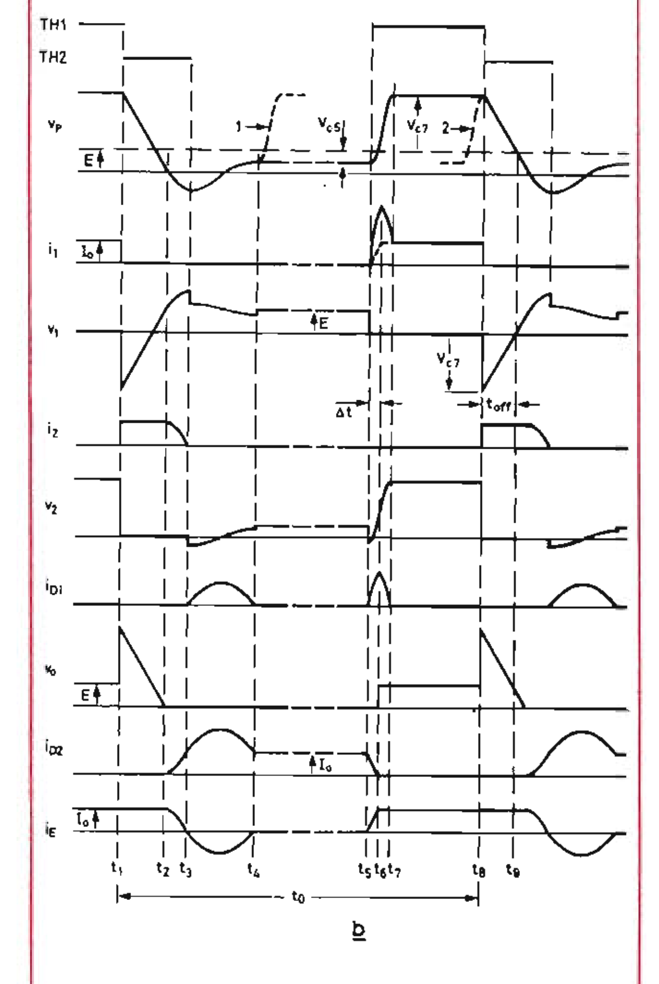


Fig. 6. Circuito del chopper de Jones (*a*) y sus formas de onda (*b*). Tensión del condensador $v_c = E - v_P$.
L_S = inductancia de fugas
1 = curva en el caso del máximo adelanto posible en el disparo de *TH1*
2 = curva en el caso del máximo retraso posible en el disparo de *TH1*
t_0 = período de repetición del chopper.

También aquí se ha dividido la escala de tiempos en intervalos discretos; cada uno de ellos se caracteriza por un fenómeno particular en el ciclo de funcionamiento del chopper.

$t_1 \leqslant t \leqslant t_2$. En el instante t_1, el tiristor *TH2* pasa a conducir; *TH1* se bloquea, porque *C1* se había cargado negativamente durante el intervalo precedente. En consecuencia, la corriente de la carga pasa de *TH1* a *TH2*. La corriente de salida del chopper no se altera durante este intervalo, y no se induce tensión en *L1*; así, pues, la tensión instantánea de salida es igual a v_P. Al descargarse *C1* por I_O, a velocidad constante, se produce una disminución lineal en tiempo de v_O y de v_P. Las expresiones que dan el tiempo de desconexión resultante de *TH1* se obtienen del siguiente análisis.

$t_2 \leqslant t \leqslant t_3$. En el instante t_2, v_O ha llegado a cero. Debido a la energía magnética $\frac{1}{2}L_1 I_O^2$ almacenada en la inductancia de conmutación, tiene lugar un cuarto de período de resonancia, durante el cual la corriente en *L1* disminuye cosinusoidalmente hasta cero. En cuanto la corriente empieza a disminuir, la inductancia de la carga *L2* obliga al diodo volante *D2* a conducir, de modo que la corriente de resonancia puede circular a través de *C1*, *TH2*, *L1*, *D2* y vuelve a *C1* a través de la fuente de alimentación. El condensador *C1* se descarga más y v_P se hace negativo. Tenemos que:

$$t_3 - t_2 = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_1 C_1}. \qquad (14)$$

En el instante t_3, *TH2* se bloquea por autoconmutación.

$t_3 \leqslant t \leqslant t_4$. Suponiendo que la fuente de c.c. acepte una corriente regenerativa (véase forma de onda i_E), sigue un semiperíodo de resonancia, circulando la corriente de resonancia por *C1*, la fuente de c.c., *D2*, L_t y *D1*. Esto eleva la tensión en P a un nivel positivo.

Evidentemente:

$$t_4 - t_3 = \pi\sqrt{L_t C_1}. \qquad (15)$$

El tiempo de desconexión $t_{off\ 2}$ de *TH2* es la mitad de este valor:

$$t_{off\ 2} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_t C_1}. \qquad (16)$$

Como parte de la energía de conmutación se realimenta a la fuente de c.c., el rendimiento del chopper mejora.

$t_4 \leqslant t < t_5$. Este intervalo es un estado estable, pues *D1* evita que la corriente se invierta.

$t_5 \leqslant t \leqslant t_7$. Cuando se dispara *TH1* (instante t_5), se aplica la tensión de alimentación E a la inductancia *L1* porque, inicialmente, *D2* se ha mantenido conductor por la inductancia de la carga *L2*. Así, la corriente en *L1* aumenta linealmente hasta el valor de la corriente de la carga I_O, y el intervalo $t_5 - t_6$ es:

$$\Delta t = t_6 - t_5 = L_1 I_O / E. \qquad (17)$$

Si n es la relación de espiras secundario/primario de la inductancia de conmutación, se produce un impulso de tensión rectangular nE en bornes del secundario durante el intervalo $t_5 - t_6$. Este impulso carga *C1* a través de la inductancia de fugas L_s (representada a trazos en la figura 6*a*). Al terminarse el impulso, el condensador es sobrecargado por la energía magnética acumulada en la inductancia de fugas. En el instante t_7 la totalidad de la energía magnética ha sido almacenada en el condensador (suponiendo pérdidas nulas), evitando *D1* que éste se descargue. Si V_{c5} es la tensión del condensador antes de t_5, la tensión estable del condensador, V_{c7}, después de t_7 viene dada por las expresiones siguientes (despreciando las pérdidas del circuito):

$$V_{c7} = -\sqrt{Q-P} \qquad (0 \leqslant \omega_o\,\Delta t \leqslant \omega_o\,\Delta t_1), \qquad (18)$$
$$V_{c7} = \sqrt{P-Q} \qquad (\omega_o\,\Delta t_1 \leqslant \omega_o\,\Delta t \leqslant \omega_o\,\Delta t_2), \qquad (19)$$
$$V_{c7} = \sqrt{P+Q} \qquad (\omega_o\,\Delta t \geqslant \omega_o\,\Delta t_2) \qquad (20)$$

en donde: $\omega_o = 1/\sqrt{L_s C_1}$,

$\Delta t = L_1 I_O / E$ – ec.(17),

$P = (nE - V_{c5})^2 \sin^2 \omega_o\,\Delta t$,

$Q = \left\{nE - (nE - V_{c5}) \cos \omega_o\,\Delta t\right\}^2$,

$$\omega_o\,\Delta t_1 = \frac{\pi}{4} - \text{arc sin}\left\{\frac{nE}{(nE - V_{c5})\sqrt{2}}\right\} \text{ radianes},$$

$$\omega_o\,\Delta t_2 = \text{arc cos}\left\{\frac{nE}{nE - V_{c5}}\right\} \text{ radianes},$$

$V_{c5} < 0$.

En la figura 7 se han representado las ecuaciones (18), (19) y (20), tomando V_{c5} igual a $-0{,}2nE$. Si $\omega_o\,\Delta t$ es igual o menor que el valor límite $\omega_o\,\Delta t_1 = 0{,}155$ radianes (8,9°), la tensión del condensador no conmuta. En el valor límite $\omega_o\,\Delta t_2 = 0{,}585$ radianes (33,5°), la tensión instantánea del condensador se anula cuando termina el impulso de conmutación nE; sin embargo, debe producirse la conmutación debido a la energía magnética acumulada en L_s. La máxima tensión en el condensador, $2nE - V_{c5}$, se alcanza cuando $\omega_o\,\Delta t = \pi$ radianes. Si

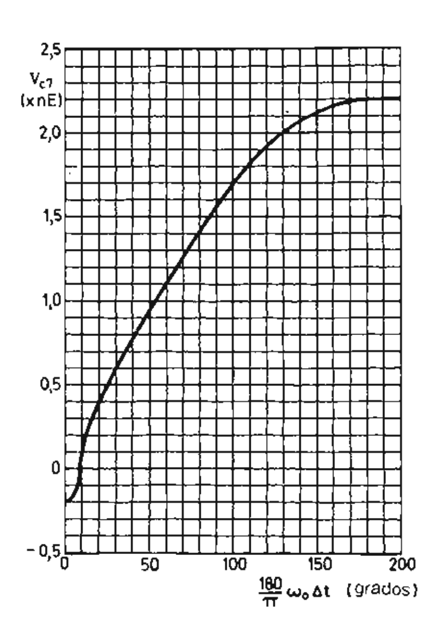


Fig. 7. Gráfica de las ecuaciones (18), (19) y (20) para V_{c5} = = −0,2 nE.

para bajas corrientes de carga. Por tanto el chopper de Jones no es adecuado para trabajar con cargas pequeñas. Con fuertes cargas, $\omega_o \Delta t$ supera π radianes y V_{c7} alcanza su máximo valor $2nE - V_{c5}$. Entonces, la dependencia de $t_{off\ 1}$ con respecto a la corriente de carga I_o resulta igual que en el chopper de conmutación forzada con dos tiristores:

$$t_{off\ 1} = \frac{C_1(2nE - V_{c5})}{I_o} \qquad (\omega_o \Delta t \geqslant \pi) \qquad (23)$$

En la figura 8, la transición de la curva descrita por la ecuación (22) a la hipérbola expresada por la ecuación (23) se efectúa en el punto I_o = 1,8. Para facilitar la comparación con la característica del chopper de conmutación forzada con dos tiristores, se ha prolongado la hipérbola hacia valores inferiores de I_o (curva a trazos). Está claro que la curva en trazo continuo tiende a hacerse considerablemente plana. Así, pues, el tiempo de bloqueo no varía apreciablemente en un margen muy amplio de corrientes de carga, lo cual constituye una gran ventaja del chopper de Jones. En un circuito bien diseñado, el $\omega_o \Delta t$ sobrepasa este valor, la tensión del condensador no desciende a un nivel inferior, porque DI evita la inversión de la corriente de resonancia.

$t_7 \leqslant t < t_8$. Durante este intervalo, la tensión del condensador se mantiene a un nivel estable V_{c7}.

$t_8 \leqslant t \leqslant t_9$. En el instante t_8, el tiristor *TH2* se dispara y la tensión del condensador V_{c7} aparece en sentido inverso en bornes de *TH1*, bloqueándolo. Este último tiristor permanece inversamente polarizado hasta el instante t_9 en que la tensión del condensador cambia de polaridad. El condensador se descarga a régimen constante I_o/C_1. Así, de las ecuaciones (19) y (20) se deducen las expresiones siguientes que dan el tiempo de bloqueo, $t_{off\ 1}$, impuesto a *TH1*:

$$t_{off\ 1} = \frac{C_1}{I_o}\sqrt{P-Q} \qquad (\omega_o \Delta t_1 \leqslant \omega_o \Delta t \leqslant \omega_o \Delta t_2), \qquad (21)$$

$$t_{off\ 1} = \frac{C_1}{I_o}\sqrt{P+Q} \qquad (\omega_o \Delta t_2 \leqslant \omega_o \Delta t \leqslant \pi). \qquad (22)$$

En el gráfico de la figura 8, $t_{off\ 1}$ e I_o vienen dados en unidades arbitrarias. Conforme se podía suponer en la figura 7, el tiempo de interrupción cae bruscamente

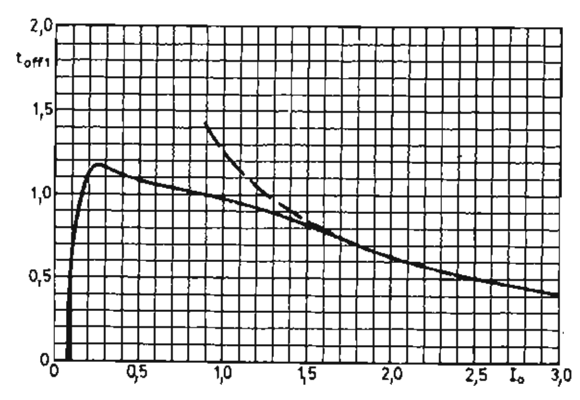


Fig. 8. Variación de $t_{off\ 1}$ en función de I_o (unidades arbitrarias). La curva a trazos, dada a título comparativo, muestra la influencia de I_o sobre $t_{off\ 1}$ en el caso del chopper de conmutación forzada con dos tiristores.

margen de corrientes nominales coincide con la parte plana de la curva. El diseño de la inductancia de conmutación depende del tipo y valor de la carga.

El máximo adelanto y retraso posibles en el disparo de *TH1*, según lo requerido para la total conmutación de la tensión del condensador, están representados por las formas de onda a trazos 1 y 2 en la curva v_P (fig. 6*b*).

4.3. Chopper de conmutación forzada con tres tiristores

En el chopper de conmutación forzada con tres tiristores, la conmutación se consigue por medio de un

tiristor adicional y no sufre la influencia de la carga. Los tiristores del circuito de la figura 9*a* tienen funciones distintas:

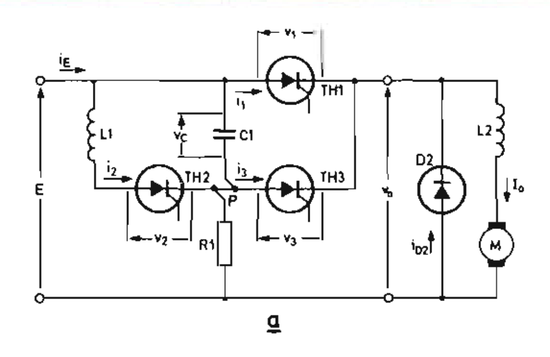
TH1 deja pasar la corriente a la carga,
TH2 conmuta la tensión de *C1*, y
TH3 bloquea a *TH1*.

La introducción de un tercer tiristor con su circuito de control se justifica plenamente por las siguientes ventajas que se consiguen:

- funcionamiento seguro con independencia de la carga,
- arranque fiable, pues cualquier tiristor puede dispararse el primero,
- la corriente de conmutación no pasa por el tiristor principal (*TH1*), de modo que este tiristor se aprovecha mejor, y
- el circuito es de fácil diseño, pues sus funciones son realizadas por tiristores separados.

El funcionamiento del chopper se representa en las curvas de la figura 9*b*.

La fuente de corriente continua proporciona la corriente de la carga y la corriente a través de *R1*, alcanzando esta última un valor de pico de $2E/R1$ (véase curva i_E).



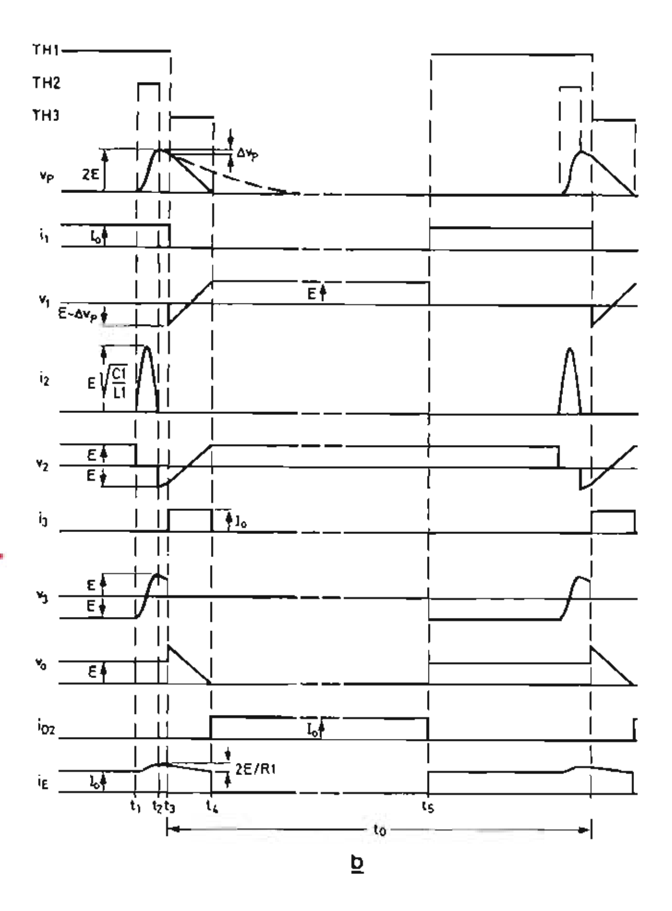


Fig. 9. Circuito de un chopper de conmutaeión forzada con tres tiristores (*a*) y sus formas de onda (*b*). Tensión del condensador $v_C = E - v_P$. t_0 = período de repetición del chopper.

$t_1 \leqslant t \leqslant t_2$. Mientras *TH1* conduce, se dispara *TH2* en el instante t_1 y la tensión en *C1* se invierte por resonancia (v_P aumenta hasta $2E$). Dado que, en el instante t_2, *TH2* se bloquea por autoconmutación, el intervalo de conducción $t_1 - t_2$ es igual a un semiperíodo de la resonancia:

$$t_2 - t_1 = \pi \sqrt{L_1 C_1}. \tag{24}$$

El tiristor *TH2* ha de ser capaz de soportar un pico repetitivo de corriente igual a:

$$\hat{I}_2 = E \sqrt{C_1/L_1}. \tag{25}$$

$t_2 \leqslant t < t_3$. Dado que *TH3* todavía no se ha disparado, *C1* empieza a descargarse a través de *R1*, de forma que v_P disminuye exponencialmente:

$$v_P = 2E\, e^{-t/\tau}, \tag{26}$$

siendo $\tau = C1R1$.

Para asegurar la conmutación total, incluso sin carga (véanse curvas a trazos en la función v_P), se elige la constante de tiempo τ de acuerdo con:

$$\tau = 0{,}2\, t_0. \tag{27}$$

En este caso, v_P habrá disminuido hasta $0{,}02E$ antes de que empiece el siguiente intervalo de conmutación.

Ha de existir una pérdida pequeña en la tensión del condensador, pues de otro modo el tiempo de bloqueo aplicado a *TH1* se reduciría significativamente. Por ello, *TH3* se dispara enseguida después del bloqueo de *TH2*. Por las ecuaciones (26) y (27) se encuentra el retardo admisible, Δt, entre el bloqueo de *TH2* y el disparo de *TH3*:

$$\Delta t = t_3 - t_2 \approx t_0 \, \Delta v_P / 10E, \tag{28}$$

siendo Δv_P la pérdida en la tensión del condensador ($\Delta v_P << 2E$).

Si Δv_P no debe pasar de $0{,}1E$, el máximo valor admisible de Δt es $0{,}01 t_0$.

$t_3 \leqslant t < t_4$. En el instante t_3, se dispara el tiristor *TH3* y se bloquea *TH1* por la tensión de *C1*. La corriente de la carga I_O pasa de *TH1* a *TH3*, de tal manera que entonces *C1* se descarga linealmente (despreciando la corriente de descarga a través de *R1*). El tiempo de bloqueo aplicado a *TH1* es:

$$t_{off\ 1} = C_1 \, (E - \Delta v_P)/I_O \, , \tag{29}$$

el cual no debe ser inferior al tiempo de bloqueo nominal del tiristor, incluso con la corriente de carga nominal.

Como se observa en la curva v_2, el tiempo de bloqueo de *TH2* es:

$$t_{off\ 2} = \Delta t + t_{off\ 1} \, . \tag{30}$$

(con Δt dado por la ecuación [28]).

$t_4 \leqslant t < t_5$. Este intervalo representa un estado estable, pues *C1* ya no puede descargarse más. En el instante t_4, *TH3* se bloquea debido a la falta de corriente directa. No se encuentra sometido a tensión inversa hasta que *TH1* se dispara de nuevo en el instante t_5.

$t \geqslant t_5$. En el instante t_5, el tiristor *TH1* se dispara, aplicando la tensión de alimentación E a la carga. Permanece en conducción hasta que se vuelve a disparar *TH3*.

Como no es necesaria la conducción de *TH1* para invertir la tensión en bornes del condensador de conmutación, el chopper continuará funcionando aun cuando este tiristor no se dispare. Con la carga conectada, el condensador de conmutación pierde parte de su carga a través de *TH3*, de modo que existe una tensión de salida residual.

Al contrario de lo que ocurre en el chopper de Jones, las tensiones en el tiristor no superan la de alimentación (no considerando transitorios).

4.4. Chopper autoconmutado

La salida del chopper autoconmutado (fig. 10) sólo puede controlarse variando el período de repetición de los impulsos, siendo invariable la duración de éstos. Este chopper permite una amplia gama de control. Si la frecuencia de los impulsos varía entre 100 Hz y 15 kHz, y la energía del impulso es de 0,5 Ws, la salida variará entre 50 W y 7,5 kilovatios.

El control de motores de baja inductancia (bobinados en paralelo y de imán permanente) no plantea problemas, pues a plena carga la frecuencia del chopper es elevada y el factor de forma de la corriente de salida se aproxima a la unidad.

El chopper autoconmutado es uno de los más simples que se han diseñado, pero tiene el inconveniente de que el tiristor no se aprovecha tan bien. Incluso a la máxima frecuencia del chopper, el ciclo de trabajo del tiristor es bajo y el factor de forma es más bien pequeño.

En el esquema de la figura 10*a*, *L1C1* es un circuito resonante que provoca el bloqueo del tiristor por inversión de la corriente de resonancia. El diodo *D1* evita oscilaciones entre el condensador *C1* y la inductancia de carga *L2*.

El funcionamiento del chopper es el siguiente (formas de onda de la figura 10*b*).

$t_1 \leqslant t \leqslant t_2$. Después del disparo del tiristor, la tensión de salida, v_O, no aumenta hasta que la corriente en el tiristor se hace igual a la corriente de carga, I_O. En bornes de *L1* aparece una tensión constante igual a la tensión de alimentación E. Debido a ello, la corriente aumenta linealmente en el tiristor; con la corriente nominal de carga $I_{O\ máx}$ el período de t_1 a t_2 viene determinado por:

$$t_2 - t_1 = \Delta t = L_1 I_{O\ máx}/E. \tag{31}$$

$t_2 \leqslant t \leqslant t_3$. La fuente de c.c. produce un nuevo aumento en la corriente del tiristor, seguido de un semiperíodo de resonancia:

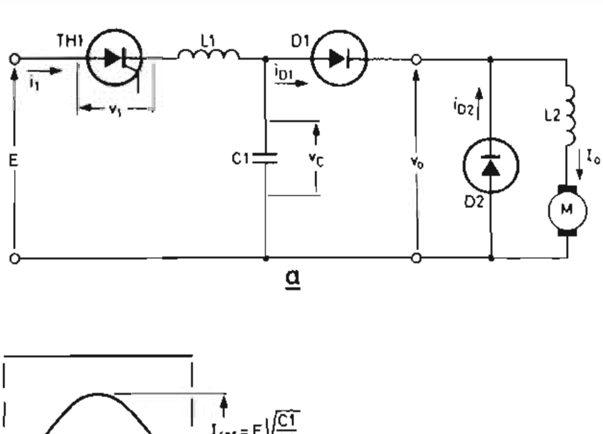
$$t_3 - t_2 = \pi \sqrt{L_1 C_1}. \tag{32}$$

El pico de corriente de resonancia es:

$$I_{res} = E \sqrt{C_1/L_1}. \tag{33}$$

El pico repetitivo de corriente admisible en *TH1* ha de corresponder a:

$$\hat{I}_1 = I_{O\ máx} + E \sqrt{C_1/L_1}. \tag{34}$$



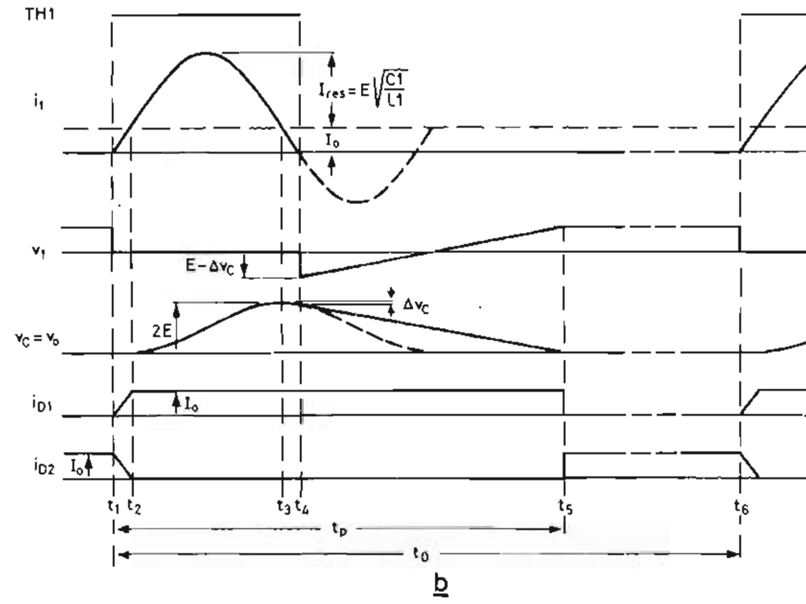


Fig. 10. Circuito del chopper autoconmutado (*a*) y sus formas de onda (*b*). t_p = anchura del impulso; t_0 = período de repetición.

Durante el intervalo de t_2 a t_3, $C1$ se carga a la tensión $2E$ (suponiendo que las pérdidas del circuito son nulas).

$t_3 \leqslant t < t_4$. El condensador empieza a descargarse en resonancia y la corriente del tiristor disminuye sinusoidalmente hasta cero. Para que el bloqueo del tiristor sea seguro, el pico de la corriente de resonancia, I_{res} ha de ser por lo menos el doble de I_o máx, máxima corriente nominal de la carga. (En los circuitos prácticos, el valor de I_{res} es cuatro o cinco veces el de I_o máx.) Entonces, la disminución de la corriente en el tiristor es casi lineal y el período de t_3 a t_4 viene dado por:

$$t_4 - t_3 \approx \Delta t = L_1 I_o \text{ máx}/E, \quad (I_{res} \geqslant 2I_o \text{ máx}). \quad (35)$$

Las pérdidas de carga en el condensador son aproximadamente I_o máx $\Delta t/2$. Aplicando las ecuaciones (31) y (33) obtenemos como pérdidas en la tensión del condensador ΔV_c máx, para la corriente nominal en la carga I_o máx:

$$\Delta v_c \text{ máx} \approx \frac{E}{2}\left(\frac{I_o \text{ máx}}{I_{res}}\right)^2, \quad (I_{res} \geqslant 2\, I_o \text{ máx}). \quad (36)$$

Si I_{res} vale $4I_o$ máx, Δv_c máx resulta aproximadamente $0{,}03E$, por lo que podrá despreciarse.

$t_4 \leqslant t \leqslant t_5$. En el instante t_4 se invierte la corriente en THI de modo que el tiristor tiene que bloquearse. La corriente de carga I_o descarga el condensador a régimen constante. Si la corriente en la carga es la máxima nominal, el período de t_4 a t_5 vale:

$$t_5 - t_4 = \frac{C_1}{I_o \text{ máx}}\,(2E - \Delta v_c \text{ máx}). \quad (37)$$

Tan pronto como la tensión del condensador se hace inferior a la tensión de alimentación, el tiristor queda polarizado en directo. El tiempo de bloqueo impuesto, $t_{off\ mín}$, con corriente nominal en la carga $I_{O\ máx}$ es:

$$t_{off\ mín} = \frac{C_1}{I_{O\ máx}} (E - \Delta v_{C\ máx}), \tag{38}$$

y debe ser mayor que el tiempo nominal de bloqueo del tiristor.

El tiempo de bloqueo impuesto resulta ser casi igual a $C1E/I_{O\ máx}$, si $I_{O\ máx}$ es igual a $I_{res}/4$. Si la corriente en la carga se hace igual o mayor que el pico de la corriente de resonancia, el tiempo de bloqueo impuesto es cero y se pierde el control. Debido a las pérdidas por resistencia del circuito, puede producirse una oscilación amortiguada con el resultado de que la corriente en el tiristor se estabilice en un nivel de c.c. superior a la corriente nominal de carga.

$t_5 \leqslant t < t_6$. Con tensión nula de salida del chopper, se mantiene la corriente de carga por la propia inductancia de la carga $L2$ (conduciendo $D2$).

La duración del impulso t_p es igual a la suma de los períodos definidos por las ecuaciones (31), (32), (35) y (37). En un circuito práctico, el tiristor conduce durante un 20 % de t_p, aproximadamente.

La corriente en el tiristor aumenta con la frecuencia del chopper. Así, pues, las especificaciones de corriente del tiristor imponen un límite superior a la frecuencia. Además, la máxima frecuencia admisible para el chopper viene determinada por la duración del impulso t_p, de acuerdo con la ecuación siguiente:

$$f_{máx} = 1/t_p. \tag{39}$$

Si se fuerza el chopper a trabajar a una frecuencia más elevada, se reducirá el tiempo de bloqueo, como se indica en la figura 11.

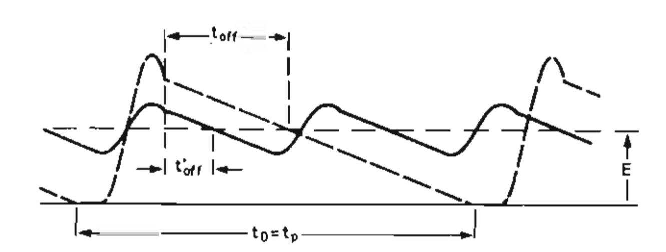


Fig. 11. Reducción de t_{off}. La curva a trazos representa la salida del chopper para $f_{máx} = 1/t_p$; el tiempo de bloqueo es t_{off}. La curva continua es la salida del chopper para $f > f_{máx}$; el tiempo de bloqueo es t'_{off}.

4.5. Chopper para rotor, de autoconmutación forzada con tres tiristores

Este circuito (fig. 12) se denomina de autoconmutación forzada debido al método de bloqueo de los tiristores $TH1$ y $TH2$ que dejan circular la corriente del rotor. Previsto para controlar motores de c.a. con colector, el circuito es capaz de controlar un margen de velocidades de hasta casi un 80 % de la velocidad de sincronismo. La velocidad se controla disipando una fracción variable de la energía eléctrica del rotor en la resistencia de carga $R1$.

Para alimentar al chopper, la tensión de salida del rotor se rectifica por medio de un puente trifásico con diodos. Así, al revés de lo que ocurría en los circuitos anteriores, la entrada continua E no es fija. Si E_0 es la tensión rectificada del rotor, con el motor parado, n la velocidad del rotor y n_s la velocidad de sincronismo, E vale:

$$E = E_0 \left(1 - \frac{n}{n_s}\right). \tag{40}$$

Las formas de onda de la figura 12*b* muestran el funcionamiento del chopper.

$t_1 \leqslant t < t_3$. Con el disparo de $TH1$, la salida rectificada del rotor E aparece en la inductancia reflejada del rotor L_r, y la corriente del rotor que circula por este tiristor aumenta linealmente. Al final del período de conducción del tiristor, la corriente del rotor ha subido hasta:

$$I = \frac{E}{L_r} (t_3 - t_1). \tag{41}$$

Al disminuir E por un aumento de la velocidad del rotor, $TH1$ debe conducir durante períodos más largos si se ha de alcanzar un nivel de corriente dado.

El tiristor $TH3$ se dispara simultáneamente con $TH1$, y la tensión en $C1$ se invierte por resonancia con una polaridad que determina el bloqueo de $TH1$ cuando se dispara $TH2$ en el instante t_3. El tiristor $TH3$ se bloquea por autoconmutación; su período de conducción es un semiperíodo de resonancia:

$$t_2 - t_1 = \pi \sqrt{L_1 C_1}. \tag{42}$$

$t_3 \leqslant t \leqslant t_4$. Cuando se dispara $TH2$, $TH1$ se bloquea por la tensión de $C1$. Así, pues, la corriente rectificada del rotor se transfiere de $TH1$ a $TH2$. En el intervalo de t_3 a t_4, parte de la energía eléctrica entregada por el rotor y de la energía magnética $\frac{1}{2}L_r I^2$ se disipa en $R1$. La

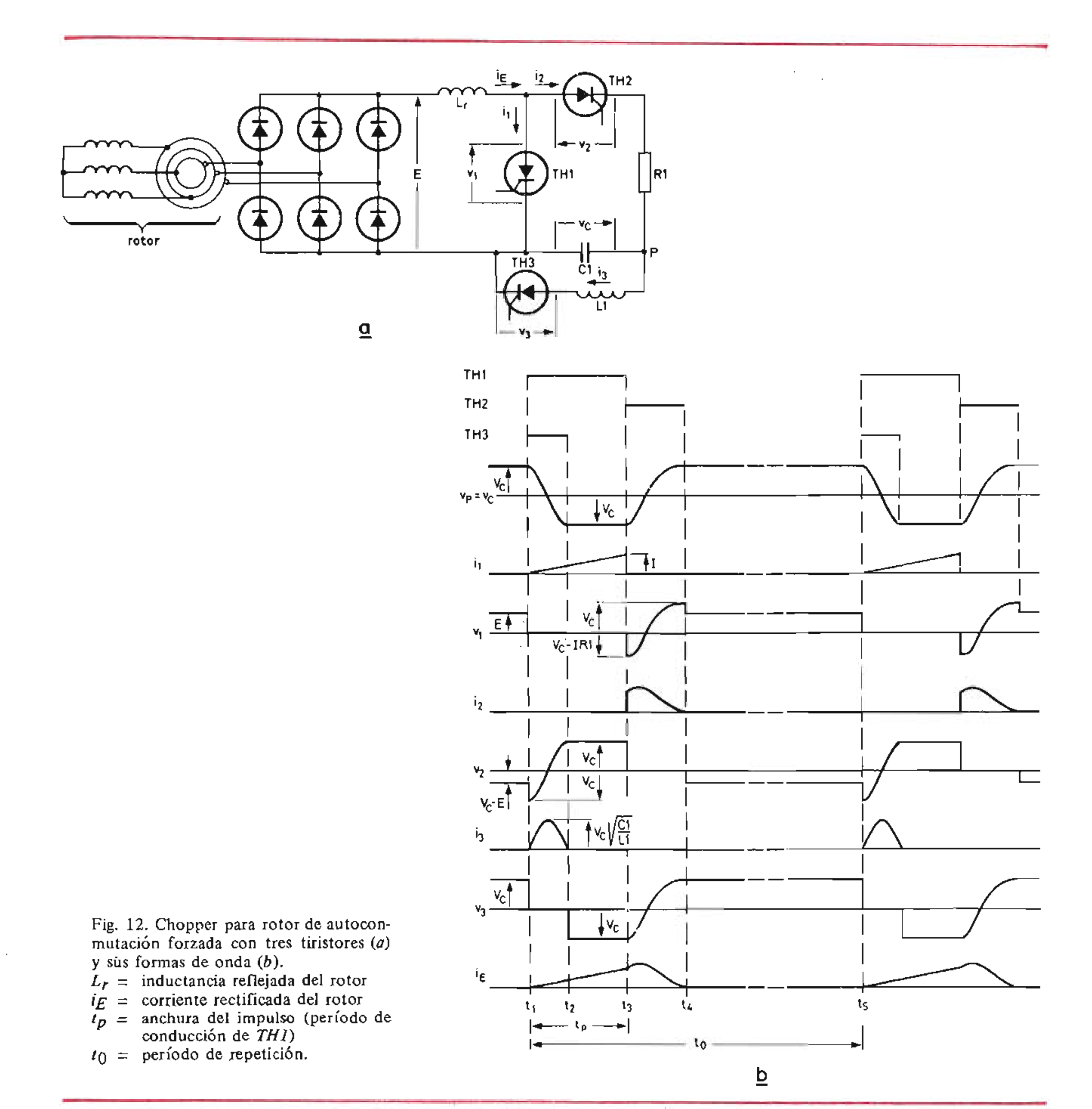


Fig. 12. Chopper para rotor de autoconmutación forzada con tres tiristores (*a*) y sus formas de onda (*b*).
L_r = inductancia reflejada del rotor
i_E = corriente rectificada del rotor
t_p = anchura del impulso (período de conducción de *TH1*)
t_0 = período de repetición.

energía restante se utiliza para invertir por resonancia la tensión del condensador de conmutación *C1*. (Con el chopper en funcionamiento estable, los valores absolutos de la tensión del condensador antes y después de la conmutación son iguales, lo que se indica por V_C en la curva v_C.) Para garantizar la autoconmutación de *TH2*, se elige *R1* de forma que exista la mitad del amortiguamiento crítico:

$$R_1 = \sqrt{L_r/C_1}\,. \qquad (43)$$

$t_4 \leqslant t < t_5$. Después de bloquearse *TH2*, la tensión del condensador permanece constante (nivel V_C) hasta que se dispara *TH3* en el instante t_5. La corriente del rotor es nula, pues tanto *TH1* como *TH2* están bloqueados. Puede controlarse la velocidad del motor modificando la frecuencia de repetición de los impulsos $1/t_0$, o la duración del impulso t_p durante el cual aumenta la corriente del rotor. Con este último modo de control, se elige una frecuencia del chopper que sea al menos diez veces la máxima frecuencia del rotor (50 Hz), por ejemplo 1 kHz.

AMPLIFICADOR TELEFÓNICO

Este circuito permite escuchar cómodamente una comunicación telefónica por medio de un altavoz y tener las manos desocupadas para tomar notas. Es completamente independiente y, por consiguiente, no necesita conexión alguna con la línea. Su alimentación es de 6 V c.c.; por ejemplo, cuatro pilas de 1,5 voltios.

Descripción

El elemento básico es un circuito integrado TAA263, el cual consta de tres transistores en cascada que proporcionan una ganancia considerable (70 dB). Véase la figura 1.

Una fuerte realimentación en continua por medio de *R2, R4, R7* y *C3* permite polarizar correctamente la etapa de entrada (fig. 2).

Por otra parte, el retorno a masa del punto 4 se realiza a través de una celula *R3, C2,* para estabilizar el funcionamiento y la ganancia en continua e impedir cualquier oscilación al reducir la ganancia en la gama de las frecuencias audibles.

Durante el funcionamiento, se necesitan aproximadamente 2 V en los bornes de *R8.* Dicha tensión se obtiene ajustando *R4* y corresponde al mínimo de distorsión.

El fonocaptor está formado esencialmente por la bobina *L1,* la cual realiza un acoplamiento magnético con el núcleo del transformador instalado en el aparato telefónico. Esta bobina se fija en el exterior de la caja del emisor por medio de una ventosa.

El núcleo *L1* está formado por una pieza de ferroxcube de 10 mm de diámetro y 30 mm de longitud (por ejemplo, un trozo de antena de ferrita de un receptor de radio).

El bobinado está formado por unas 2.000 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm de diámetro. Las

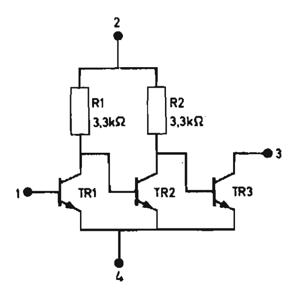


Fig. 1. Montaje eléctrico del TAA263

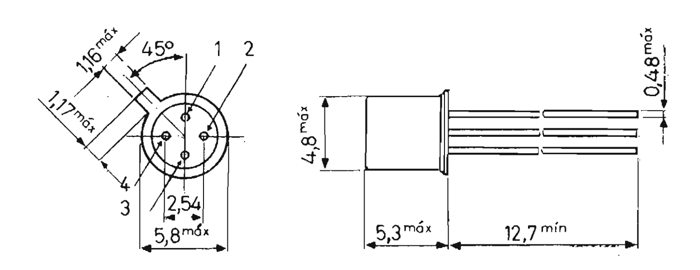


Fig. 1 bis. Dimensiones en mm del TAA263

últimas espiras se fijan por medio de cera (no se debe utilizar tira adhesiva, pues ataca al esmalte).

Basta entonces cubrir el conjunto con una caja que no sea metálica y pegar una ventosa de goma (fig. 3).

El circuito integrado TAA263 puede accionar un auricular cuya impedancia sea superior a 800 ohmios.

Si se desea la audición por medio de un altavoz, es necesario añadir un amplificador de corriente compuesto, esencialmente, por un transistor (véase fig. 5).

La impedancia de salida desciende entonces a 25 Ω.

Este montaje permite obtener una potencia útil de 80 mW eficaces.

Si fuera necesario disponer de una potencia aún mayor, se debería utilizar entonces otro circuito integrado, el TAA300.

La potencia disponible pasa entonces a 1 W eficaces para una impedancia de 8 ohmios. Sin embargo, es menester vigilar que el altavoz no esté situado en la zona de acción del microfono del teléfono. Un acoplamiento en forma de silbido agudo se produciría en dicho caso, debido a la reacción acústica originada (efecto Larsen). El circuito modificado se representa en la figura 6.

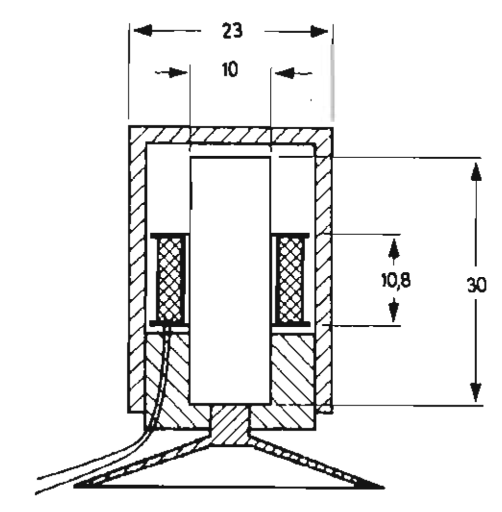


Fig. 3. Corte tranversal del fonocaptor L1

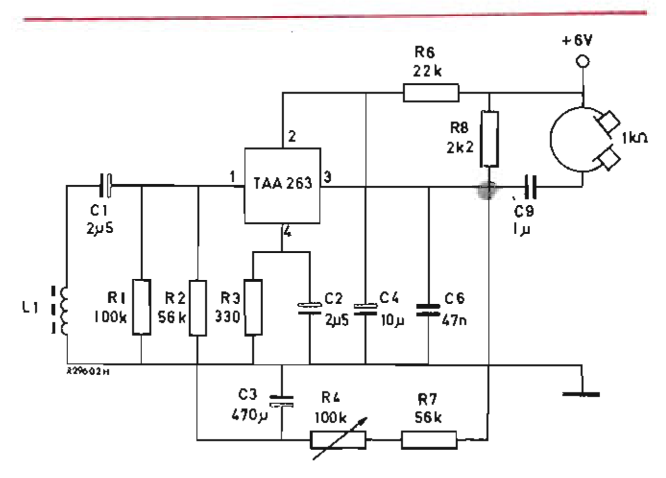


Fig. 2. Montaje eléctrico del amplificador

Alimentación

La figura 7 presenta el esquema de una alimentación simple en un amplificador a utilizar para conversación telefónica.

El resistor *LDR* está situado debajo del auricular telefónico. Si éste se levanta, el resistor *LDR* es iluminado por la luz ambiente y se vuelve conductor.

El condensador *C8* se carga; *TR3* pasa a ser conductor y como resultado conduce también *TR2*, lo cual alimenta el amplificador.

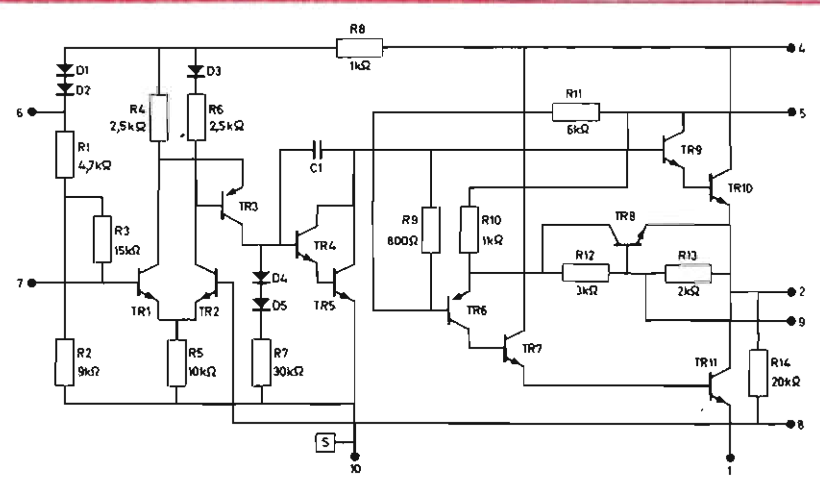


Fig. 4. Esquema eléctrico del TAA300

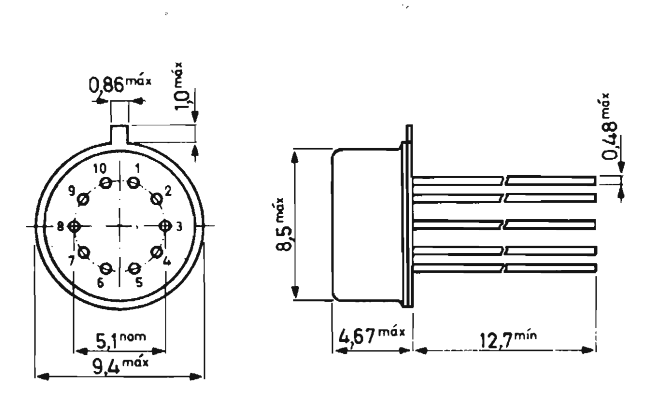


Fig. 4 bis. Dimensiones en mm del TAA300

Cuando el auricular telefónico vuelve a su sitio, el resistor *LDR* queda fuera de la acción de la luz y su resistencia se hace muy grande.

El condensador *C8* se descarga a través de *R12*, *TR3* y *D9*. Tras un período determinado por la constante de la célula *CR*, la corriente de base de *TR3* tiende a anularse, al igual que la corriente del colector y, por consiguiente, la corriente de base de *TR2*. El resistor *R12* bloquea entonces *TR2* y la corriente del amplificador tiende a cero.

Si se utiliza un circuito integrado TAA300, es menester emplear un interruptor manual, pues el sistema con *LDR* se adapta mal a un consumo más elevado.

Recordemos, así mismo, que las alimentaciones del preamplificador (TAA263) y del amplificador de potencia (TAA300) se han de desconectar para evitar toda interferencia.

Fig. 5. Montaje modificado para altavoz, 80 mW

Fig. 6. Montaje modificado para altavoz, 1 W

Fig. 7. Alimentación por célula fotorresistente

GENERADOR DE CARACTERES CON REGISTRO DE DESPLAZAMIENTO

por ENRIQUE MANDADO

En muchos sistemas digitales, especialmente en los preprogramados, es necesario generar una serie de un número determinado de caracteres binarios que ha de poder ser modificada a fin de cambiar a voluntad las decisiones tomadas por el sistema. En el presente artículo se describe el circuito de un generador de caracteres realizado con registros de desplazamiento.

La capacidad del generador diseñado es de ocho bits, sin embargo se puede ampliar aumentando la longitud del registro de desplazamiento y del contador.

El sistema ha sido realizado con circuitos integrados de lógica transistor transistor (TTL).

Si la capacidad necesaria excede de los 32 bits, resulta más económico utilizar un registro realizado en circuitos de gran escala de integración (LSI) en tecnología MOS.

Descripción general del sistema

En la figura 1 se presenta el esquema de bloques del circuito.

Fundamentalmente está formado por: un generador de impulsos cuya oscilación se puede inhibir exteriormente; un registro de desplazamiento que tiene varios modos de funcionamiento y puede recibir información en paralelo y transmitirla en serie; un contador que

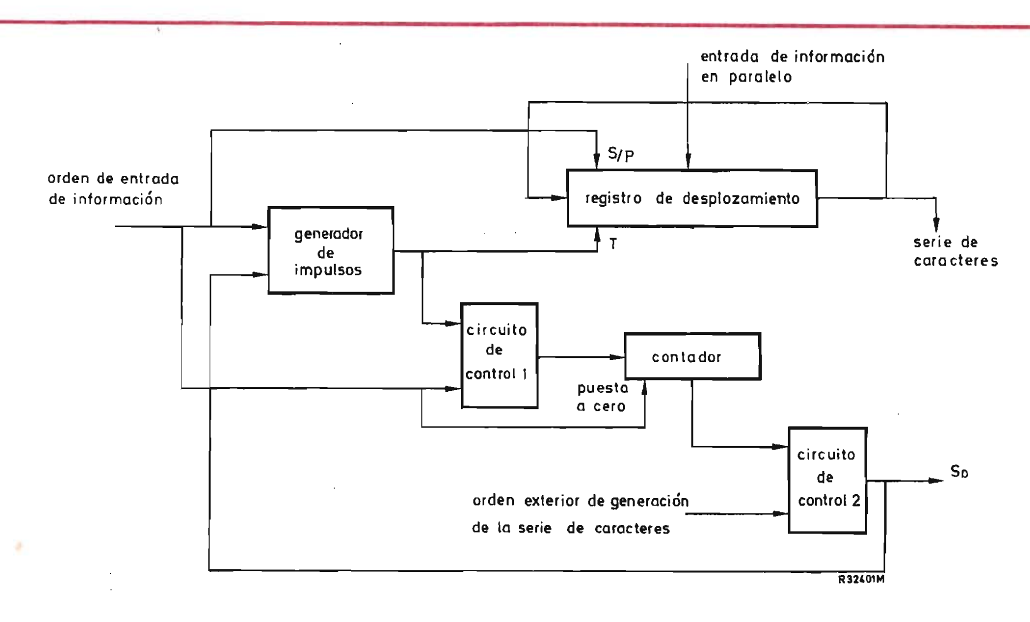


Fig. 1. Esquema de bloques

recibe los impulsos del generador a través de un circuito de control, y otro circuito de control que recibe la orden exterior de generación de caracteres y controla al generador de impulsos.

Seguidamente describiremos el funcionamiento del sistema.

Las órdenes exteriores que se reciben del resto del equipo digital son las de entrada de nueva información en el registro y generación de la serie de bits.

La orden de entrada de información desinhibe al generador de impulsos, impide, por medio del circuito de control 1, que impulsos procedentes de éste lleguen a la entrada del contador y realiza una puesta a cero de éste. Al mismo tiempo, conmuta la señal *S/P* del registro de desplazamiento al estado adecuado para que los impulsos que llegan a la entrada *T* hagan que la información externa entre en paralelo en el registro. La duración mínima de esta orden ha de ser igual al período de la señal del generador de impulsos.

La orden exterior de generación de la serie de bits actúa sobre el circuito de control 2, el cual también recibe información del estado del contador. Este circuito está diseñado adecuadamente para que, con independencia de la duración de la orden externa, el generador oscile durante ocho períodos, de modo que se genere la serie de ocho bits, y la información en el registro de desplazamiento vuelva a quedar invariable. Así se logra que el sistema esté nuevamente preparado para recibir otra orden externa de generación de caracteres. La salida S_D del circuito de control 2 permanece en estado lógico uno un tiempo igual a la duración de la serie de caracteres generada.

Descripción del circuito

En la figura 2 se presenta el esquema del generador de impulsos. El valor de *C* depende de la frecuencia del oscilador de acuerdo con la siguiente tabla.

TABLA

C	Frecuencia máxima
1 μF	330 Hz
100 nF	3,3 kHz
10 nF	33 kHz
1 nF	330 kHz
100 pF	3,3 MHz
33 pF	10 MHz

En la figura 3 se presenta el esquema del circuito y en la figura 4 su diagrama de secuencia.

El registro de desplazamiento ha sido realizado con el circuito integrado de escala de integración media

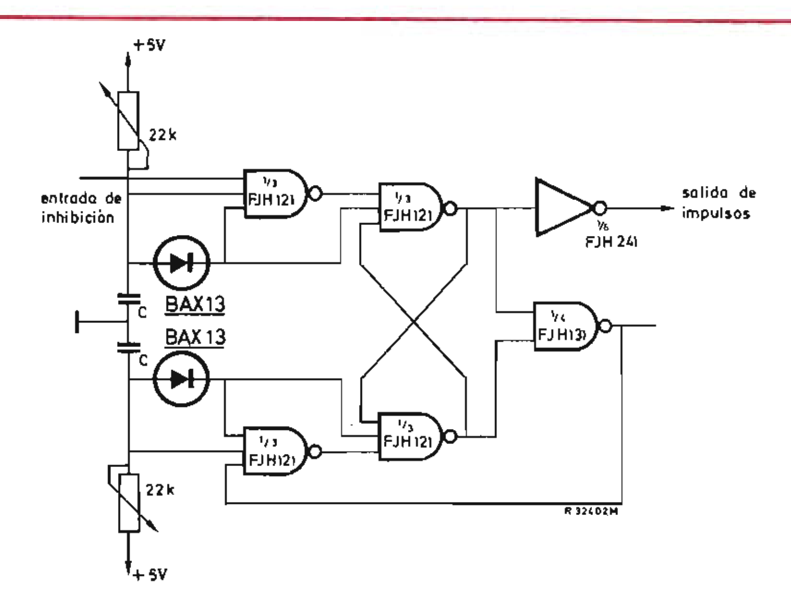


Fig. 2. Generador de impulsos

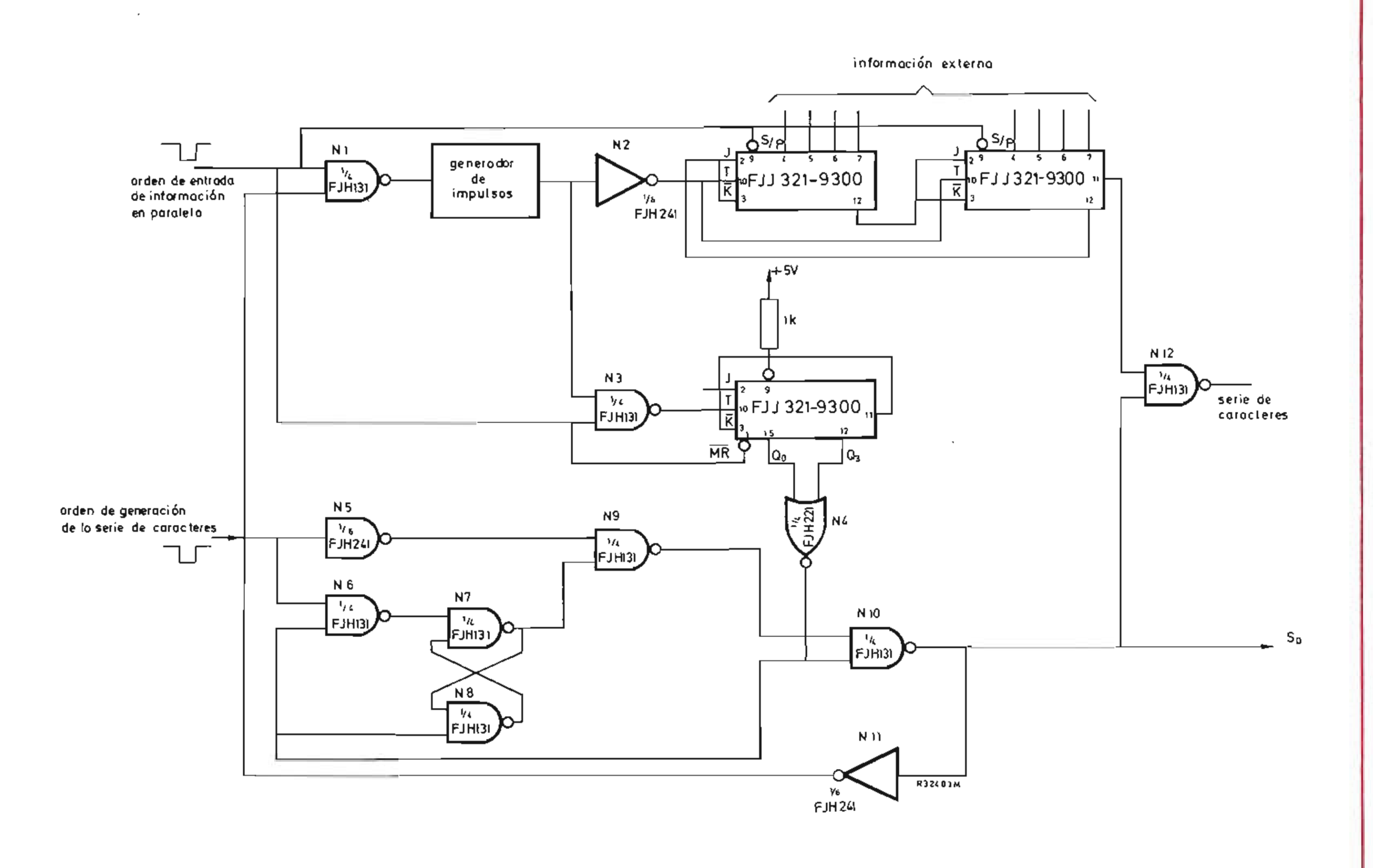


Fig. 3. Esquema del circuito

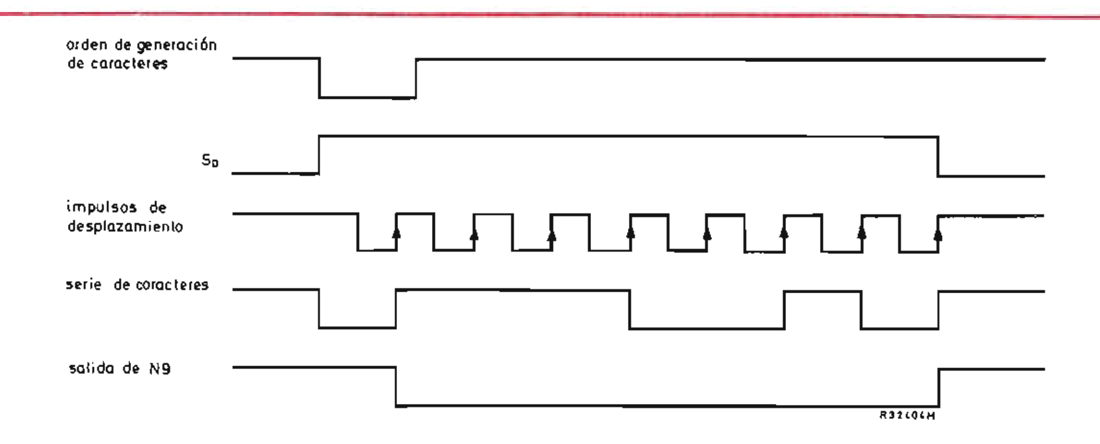


Fig. 4. Diagrama de secuencia del circuito

(MSI) FJJ321/9300, cuyo circuito se representa en la figura 5. Este circuito tiene entradas y salidas en paralelo. La señal *S/P* (serie/paralelo) permite conmutar el modo de funcionamiento del registro. Si *S/P* se encuentra en estado lógico cero, la información presente en los terminales P_0 a P_3 entra en paralelo en el registro cuando se aplica un impulso (el flanco activo es el de subida) en la entrada *T*. Si el estado lógico de *S/P* es uno, los impulsos aplicados en *T* hacen que la información se desplaze a la izquierda

Para tener una serie de ocho bits se utilizan dos circuitos FJJ321/9300; la salida del primero se conecta a la entrada del segundo y las entradas *T* y *S/P* en paralelo. La salida del último biestable del segundo circuito FJJ321/9300 se conecta a la entrada del primero para que, después de generarse una serie de ocho bits, el estado de los biestables vuelva a ser el mismo y el sistema quede preparado para recibir otra orden de generación de caracteres.

El contador ha sido realizado también con un circuito FJJ321/9300 y es del tipo Johnson. Por lo tanto realiza el cómputo en un código continuo y cíclico, lo cual suprime la aparición de impulsos aleatorios en la decodificación del contador.

La orden de entrada de información en paralelo desinhibe al generador de impulsos a través de *N1*, conmuta *S/P* al estado lógico cero, permite que los impulsos del generador se apliquen a la entrada *T* del registro de desplazamiento a través de *N2* e impide la llegada de estos impulsos a la entrada *T* del contador por medio de *N3*, al mismo tiempo que realiza una puesta a cero de este.

En ausencia de orden de generación de la serie de bits, el generador de impulsos está inhibido porque la salida de la puerta *N1* se mantiene conmutada al estado cero; además, la salida de la puerta *N10* se encuentra en estado lógico cero y, por lo tanto, el estado de la salida de *N12* es un uno lógico. Estas operaciones las realiza el circuito formado por las puertas *N4* a *N11*, cuyo funcionamiento describimos seguidamente.

En ausencia de orden de generación de la serie de bits, el contador está en estado cero y la salida de *N4* es un uno lógico; las entradas de esta puerta son las salidas Q_0 y Q_3 del contador que cumplen precisamente la propiedad de estar simultáneamente en un cero lógico sólo si el contador se encuentra en estado cero. Igualmente, en ausencia de orden de generación de la serie de bits, la salida de *N9* es un uno lógico, por lo cual la salida de *N10* es cero y se efectúan las operaciones descritas.

Al dar la orden de generación de la serie de bits, que se realiza conmutando al estado cero la entrada de *N5*, se desinhibe el oscilador a través de *N9*, *N10* y *N11*, cuya salida pasa al estado cero y obliga a conmutar a la salida de *N1* al estado uno.

Tan pronto como el primer impulso del oscilador es contado por el contador, la salida de *N4* pasa al estado cero y realiza una puesta a cero del biestable formado por *N7* y *N8*, con lo cual la orden exterior es inhibida. La salida de *N10* estará en estado cero hasta que el contador vuelva al estado cero después de contar ocho impulsos. En dicho instante, el oscilador se inhibe de nuevo. Cuando la orden de generación desaparece, el biestable vuelve a ser puesto a cero y el sistema vuelve a quedar preparado para recibir una nueva orden de generación de la serie de bits. A través de *N12* se obtiene la serie de bits.

La frecuencia máxima del generador de impulsos es de 10 megahertzios.

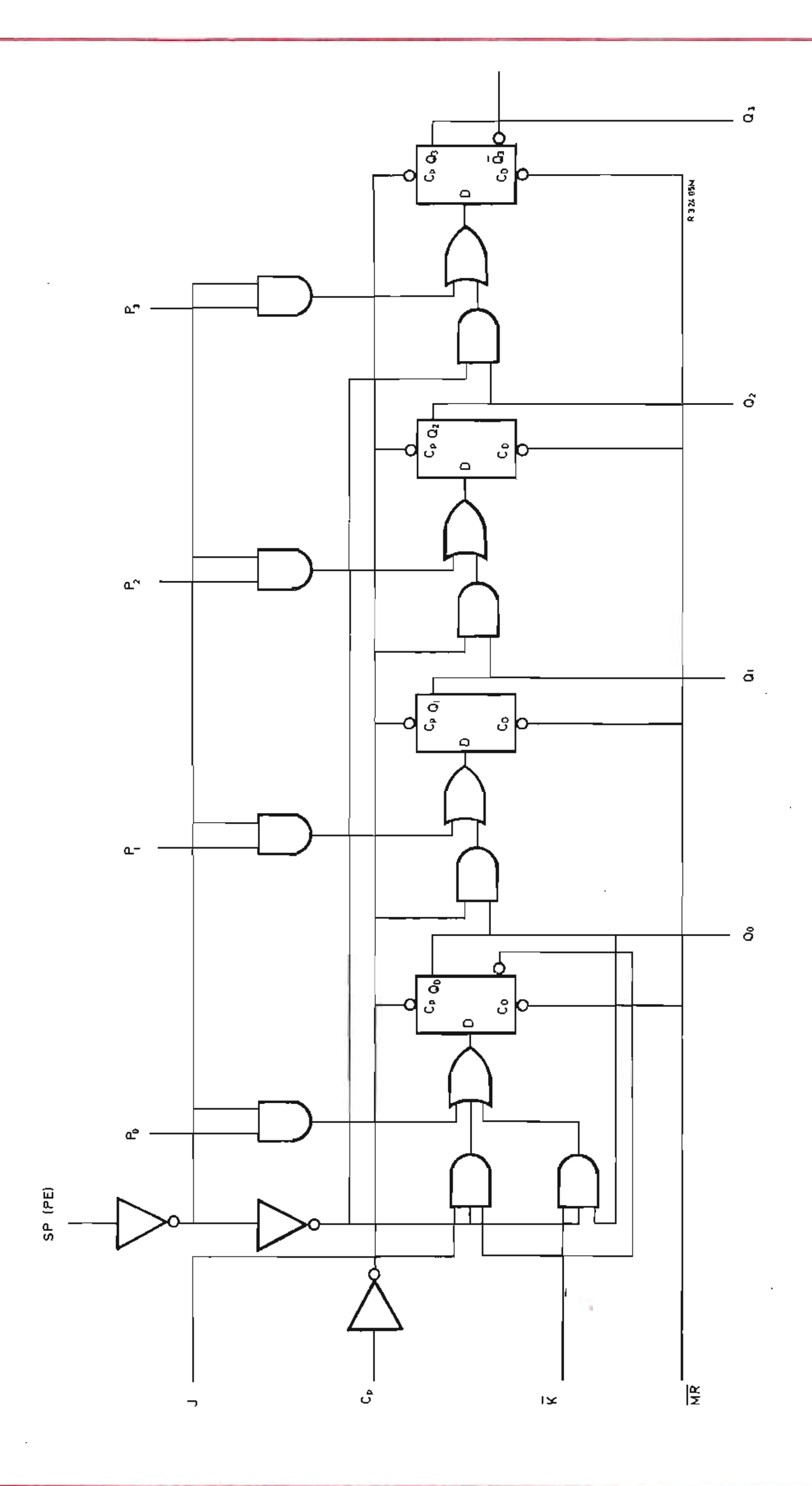


Fig. 5. Esquema del circuito FJJ321/9300

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). Consta de tres series, con un total de 18 volúmenes. A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen = 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1

Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2

Tubes for microwave equipment

Part 3

Special Quality tubes

Part 4

Receiving tubes

Part 5

Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6

Photomultiplier tubes
Scintillators
Photoscintillators

Part 7

Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes

Part 8

T.V. Picture tubes

Part 9

Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R.F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors

General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes

Part 2

General
Low frequency translators (low power)
Low frequency power transistors

Part 3

General
High frequency transistors

Part 4

General
Transmitting transistors
Field effect transistors
Dual transistors

Part 5

General section
Digital integrated circuits
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices

Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks 20-Series
Circuit blocks 40- Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series

Part 2 Resistors, Capacitors

Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television

FM tuners
Coils and resonators
Audio and mains transformers
Loudspeakers
Electronic organ assemblies

Part 4 Magnetic Materials, White Ceramics

Ferrites for radio, audio and television
Ferroxcube potcores
Microchokes

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers, Electro-mechanical Components

Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads

NOTA IMPORTANTE. Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas

TERMÓMETRO ELECTRÓNICO PARA LÍQUIDOS

En este artículo se describe la construcción y ajuste de un instrumento para medir temperaturas de líquidos. El detector utilizado es un resistor de precisión de platino PT100. El aparato dispone de dieciséis bandas de medida que se solapan parcialmente, con supresión del punto cero, de modo que las lecturas de temperatura se efectúan siempre en la parte más adecuada de la escala.

Generador de corriente

El resistor de medida PT100 es atravesado por una corriente constante de 10 mA, y la caída de tensión entre sus extremos es proporcional a la temperatura. Si esta caída de tensión debe depender sólo de la temperatura, la corriente ha de ser suministrada por un generador de corriente muy estable que sea prácticamente independiente de la temperatura. La tensión de este generador de corriente procede de dos diodos zener de gran estabilidad, ajustados para trabajar con un coeficiente de temperatura mínimo ($\leqslant +0,3$ mV/°C).

La tensión estable de base para el generador de corriente se obtiene de un diodo zener BZX49, ajustado a su punto óptimo. La influencia de la temperatura de la unión base-emisor de uno de los transistores del transistor doble BCY87 se compensa conectando la unión base-emisor del otro transistor en serie con el diodo zener. Como los dos transistores del BCY87 están perfectamente apareados, tendrán prácticamente iguales las tensiones base-emisor y los coeficientes de temperatura. En consecuencia, la tensión constante de base tiene un coeficiente de temperatura inferior a los 3 μV/°C.

Generador de tensión

El generador de tensión se utiliza como supresor del punto cero, para que pueda utilizarse la misma escala en las dieciséis bandas de medida. Por esto la tensión del generador ha de ser muy estable e insensible a las variaciones de temperatura. Con tres diodos zener BZX49, se obtiene una tensión altamente estabilizada de 6,45 V, con un coeficiente de temperatura de menos de +0,13 mV/°C.

El circuito potenciométrico entre los puntos 1,2 y 3 proporciona la tensión correcta para la supresión del cero en las dieciséis bandas de medida.

Amplificador

Un amplificador operacional DOA40 diferencia la tensión entre el resistor PT100 y la tensión del circuito potenciométrico. Como el amplificador DOA40 es muy estable (deriva $\leqslant$ 5 μV/°C), su contribución a la inexactitud del sistema es despreciable. La ganancia del amplificador operacional se ajusta a 2000, aproximadamente.

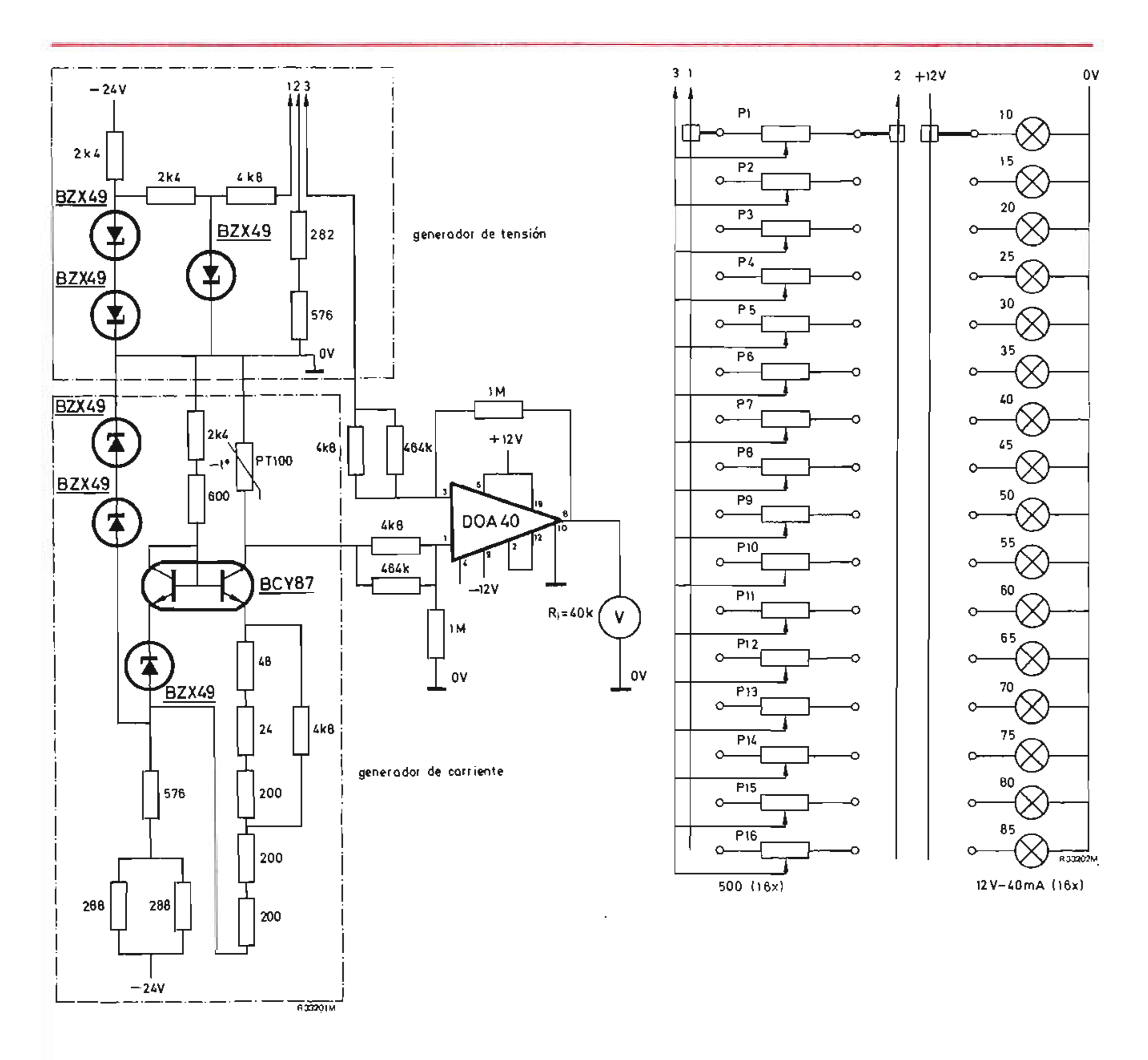


Fig. 1. Esquema completo del termómetro. El conmutador selector de bandas de medida se conecta a los puntos 1, 2 y 3 de la parte superior

Fig. 2. Conmutador selector de bandas con las lámparas piloto

Los puntos 2 y 12 del DOA40 se interconectan para mejorar la característica de frecuencia (pendiente de la característica: 6 dB/octava). Todos los resistores tienen una tolerancia de 0,1 %, excepto los dos resistores de 464 kΩ, que son del 1 %.

Conmutador selector de bandas

En cada posición del selector de bandas de medida se aplica la tensión correcta al amplificador operacional para suprimir el punto cero. La lámpara piloto correspondiente indica la banda de medida a la que está ajustado el instrumento. La escala tiene un margen de temperaturas de 10 °C en todos los ajustes. Para asegurar que todas las temperaturas puedan leerse en la zona exacta de la escala, las bandas de medida se solapan.

Fuentes de error

Generador de corriente: $\Delta I/\Delta T < 0{,}4\ \mu A/^{\circ}C$ en un margen de temperaturas de 25 °C a 100 °C. Variación de la tensión de alimentación $\Delta I/\Delta V_b < 0{,}15\ \mu A/V$.

Generador de tensión: $\Delta V/\Delta T < 25\ \mu V/^{o}C$ en un margen de temperaturas de 25 °C a 75 °C. Variación de la tensión de alimentación $\Delta V/\Delta V_b < 50\ \mu V/V$ en un margen de 20 V a 30 V.

Voltímetro: Clase 0,5 $R_i = 40\ k\Omega$.

Estos son los valores máximos. Los valores típicos son más favorables. Para una temperatura ambiente de 25 °C (±10 °C) y una variación de la tensión de alimentación de $\Delta V_b = \pm 1$ V, pueden medirse las temperaturas con una precisión de 0,05 °C. De este valor, una parte (0,01 °C) se debe a variaciones de la temperatura ambiente, y la parte restante (0,04 °C), a variaciones de la tensión de alimentación. Si también se tiene en cuenta la exactitud del voltímetro, exactitud que es de 0,5 % de 10 °C, o sea 0,05 °C, la precisión total es de 0,1 °C.

Calibración del termómetro para líquidos

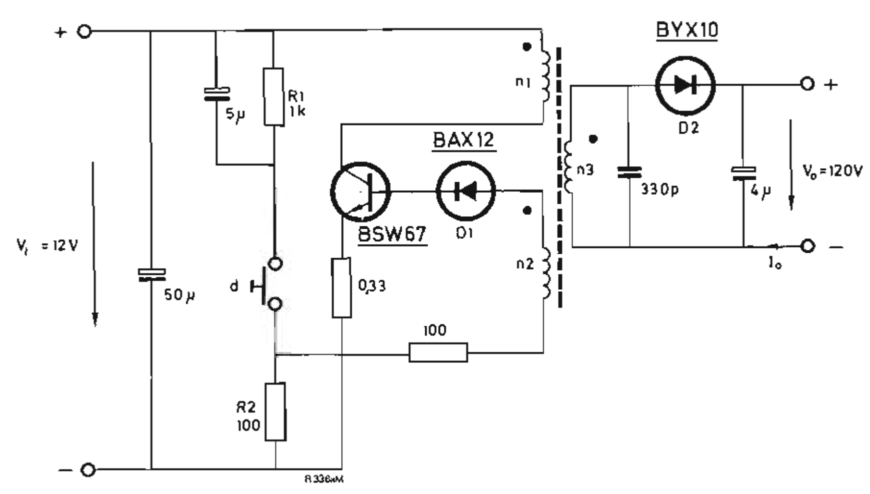
Sustituir el detector PT100 por una caja de resistencias de precisión. Utilizar hilos de igual longitud y diámetro que los del PT100.

1. Colocar el selector de bandas de medida en posición 10. Ajustar la caja de resistencias a 103,9 Ω. Ajustar el trimer 1 hasta que la aguja indique 10 °C.
2. Colocar el selector de bandas en posición 15. Ajustar el trimer 2 hasta que la aguja indique 5 °C.
3. Ajustar la caja de resistencias a 107,79 Ω. Colocar el selector en posición 20. Ajustar el trimer 3 hasta que la aguja indique 10 °C.
4. Colocar el selector en posición 25. Ajustar el trimer 4 hasta que la aguja indique 5 °C.
5. Colocar el selector en posición 30. Ajustar la caja de resistencias a 111,67 Ω. Ajustar el trimer 5 hasta que la aguja indique 10 °C.
6. Colocar el selector en posición 35. Ajustar el trimer 6 hasta que la aguja indique 5 °C.
7. Colocar el selector en posición 40. Ajustar la caja de resistencias a 115,54 Ω. Ajustar el trimer 7 hasta que la aguja señale 10 °C.
8. Colocar el selector en posición 45. Ajustar el trimer 8 hasta que la aguja indique 5 °C.
9. Colocar el selector en posición 50. Ajustar la caja de resistencias a 119,40 Ω. Ajustar el trimer 9 hasta que la aguja señale 10 °C.
10. Colocar el selector en posición 55. Ajustar el trimer 10 hasta que la aguja señale 5 °C.
11. Colocar el selector en posición 60. Ajustar la caja de resistencias a 123,24 Ω. Ajustar el trimer 11 hasta que la aguja señale 10 °C.
12. Colocar el selector en posición 65. Ajustar el trimer 12 hasta que la aguja indique 5 °C.
13. Colocar el selector en posición 70. Ajustar la caja de resistencias a 127,07 Ω. Ajustar el trimer 13 hasta que la aguja señale 10 °C.
14. Colocar el selector en posición 75. Ajustar el trimer 14 hasta que la aguja indique 5 °C.
15. Colocar el selector en posición 80. Ajustar la caja de resistencias a 130,89 Ω. Ajustar el trimer 15 hasta que la aguja indique 10 °C.
16. Colocar el selector en posición 85. Ajustar el trimer 16 hasta que la aguja señale 5 °C.

Si la caja de resistencias no permite ajustes de 0,01 Ω (lo cual ocurre generalmente), deberá hallarse el valor necesario por interpolación.

Sustituir la caja de resistencias por el detector PT100, y el dispositivo de medida estará preparado para su uso.

CONVERTIDOR DE CORRIENTE CONTINUA DE 12 V/120 V, 25 mA



Transformador: núcleo envolvente P 18/11
A_L = 315 nH (±3%)
n_1 = 40 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,32 mm
n_2 = 12 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,15 mm
n_3 = 420 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm
Resistores: ±5%; 0,5 W
Resistencia térmica entre radiador y ambiente $R_{th\ h\text{-}r} \leqslant 20$ °C/W

La tensión de salida varía con la carga. En este convertidor, la energía es suministrada a la carga durante el tiempo de conducción del transistor, y el valor de pico de la corriente de colector depende de la carga.

$$I_{CM} = \frac{4}{3}\frac{P_O}{\eta\, V_i}\left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right)$$

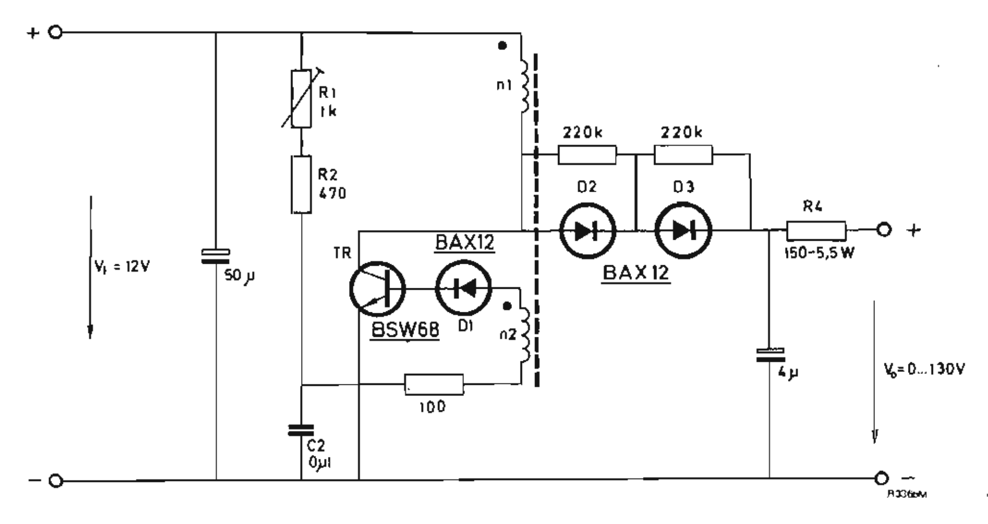
V_O = tensión de salida
V_i = tensión de entrada
P_O = potencia de salida
η = rendimiento del transformador y circuito
t_1 = tiempo de conducción del transistor
t_2 = tiempo de bloqueo del transistor

El impulso de retorno durante t_2 es reducido por medio de *C3*, del cual depende el valor de t_2 (t_2 aumenta con *C3*). El valor de pico de las tensiones en el transistor y en el diodo *D2* son:

$$V_{CEM} = V_i\left(1 + \frac{t_1}{t_2}\,\frac{\pi}{2}\right) \qquad V_{DM} = V_O\left(1 + \frac{t_1}{t_2}\,\frac{\pi}{2}\right).$$

En el circuito representado V_{CEM} = 100 V, I_{CM} = 600 mA.
La frecuencia de oscilación es de 20 kHz sin carga y de 13 kHz para una corriente de salida de 25 mA.
El rendimiento es de 0,7.
Gracias al elevado valor de V_{CEO} del transistor, puede elegirse una elevada relación t_1/t_2 o una elevada tensión de entrada. Para evitar una tensión V_{CBO} demasiado elevada, se emplea el diodo *D1*.
Puesto que el pulsador se emplea sólo para iniciar la oscilación, un posible aumento de la corriente de salida no produce un aumento de V_{EB} y de esta forma el circuito está protegido contra cortocircuito.

CONVERTIDOR DE CORRIENTE CONTINUA DE 12 V/0–130 V PARA SALIDA DE 2,5 W ó 0,8 W



Transformador: núcleo envolvente P 14/8
A_L = 160 nH (±3%)
n_1 = 80 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm
n_2 = 20 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm
Resistores: ±5% ; 0,5 W, salvo indicación. (Valores para versión de 2,5 W)
Radiador: $R_{th\ h\text{-}r} \leqslant 50$ °C/W (versión de 2,5 W)
Para la versión de 0,8 W: *R1* = 2,2 kΩ; 0,25 W *R2* = 3,3 kΩ *R4* = 150 Ω; 2 W
$R_{th\ h\text{-}r} \leqslant 10$ °C/W

La energía es almacenada en el campo de un choque durante el tiempo de conducción del transistor. Durante el tiempo de bloqueo, los diodos *D2* y *D3* conducen el impulso de retorno a un circuito de filtro y a la carga. Puesto que la carga no puede influir en la energía almacenada, la tensión de salida depende de la carga

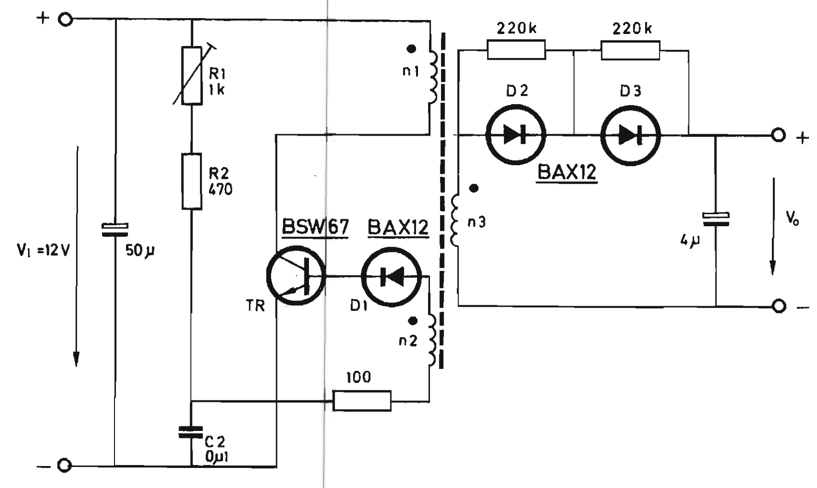
En la versión de 2,5 W, el resistor *R4* protege contra cortocircuitos.

En la versión de 0,8 W, los valores de los componentes evitan la disipación excesiva del transistor en caso de cortocircuito.

La combinación de *R1*, *R2* y *C2* asegura que el convertidor comience a oscilar, para tensiones de alimentación de más de 2 voltios.

Potencia de salida	2,5 W	0,8 W
Tensión de salida	0 a 145 V	0 a 145 V
Disipación total transistor	1,4 W	2,8 W
Frecuencia de oscilación	20 kHz	40 kHz
Rendimiento	0,74	0,65

CONVERTIDOR DE CORRIENTE CONTINUA DE 2,5 W



Transformador: núcleo envolvente P 18/11
A_L = 315 nH (±3 %)
n_1 = 50 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm
n_2 = 13 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm
n_3 = 50 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm
Resistores: ±5 %; 0,5 W
Radiador: $R_{th\,h\text{-}r} \leqslant 50$ °C/W

Convertidor de c.c./c.c. que trabaja a 12 V y suministra 2,5 W. La energía se entrega a la carga durante el bloqueo del transistor. Se aplican las siguientes ecuaciones:

$$V_O = \frac{n_3}{n_1} V_i \frac{t_1}{t_2}$$

$$V_{CEM} = V_i \left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right)$$

$$V_{DM} = V_O \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right)$$

$$I_{CM} = \frac{2}{\eta} \frac{P_O}{V_i} \left(1 + \frac{t_2}{t_1}\right)$$

V_O = tensión de salida
V_i = tensión de entrada
t_1 = tiempo de conducción del transistor
t_2 = tiempo de bloqueo del transistor
P_O = potencia de salida
V_{CEM} = valor de pico de la tensión de colector
V_{DM} = valor de pico de la tensión del diodo
I_{CM} = valor de pico de la corriente de colector
η = rendimiento

En la práctica, es aconsejable que el valor de t_1/t_2 sea de 2 a 3.

Esta relación no es crítica y gracias a la elevada tensión de ruptura ($V_{(BR)CEO} = V_{CEO}$ máx) del transistor, la relación t_1 a t_2 puede ser grande y la relación n_3 a n_1 pequeña.

Si el transistor trabaja a su V_{CEO} máx (con n_3/n_1 tan pequeño como V_{CEO} máx permite), se tiene:

$$n_3 = \frac{n_1 V_O}{V_{CEO}\text{máx} - V_i}$$

Entonces, se obtiene la máxima tensión de salida para $n_1 = n_3$.

$$V_O\text{máx} = V_{CEO} - V_i.$$

Principales características del circuito:

Disipación total del transistor	1,3	W
Frecuencia de oscilación	20	kHz
Rendimiento	0,76	

CONVERTIDOR DE CORRIENTE CONTINUA DE 12 V/120 V; 3 W

Transformador:	núcleo envolvente P 18/11
	A_L = 315 nH (±3%)
	n_1 = 50 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm
	n_2 = 13 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm
	n_3 = 50 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm
Resistores:	±5%; 0,5 W, salvo indicación
Radiador para *TR1*:	$R_{th\ h\text{-}r} \leqslant 40$ °C/W

Este convertidor trabaja con un autotransformador en el que

$$n_3 = n_1 \left\{ \frac{V_O - V_i}{V_{CEO\,máx} - V_i} - 1 \right\}$$

La máxima tensión de salida viene dada por

$$V_{O\,máx} = \left(\frac{n_3}{n_1} + 1 \right) V_{CEO\,máx} - \frac{n_3}{n_1} V_i .$$

El resistor *R4* protege contra cortocircuitos.

En caso de circuito abierto o funcionamiento en vacío, la tensión de salida es limitada por la tensión de ruptura de *D1*, que cortocircuita la tensión de excitación aplicada por *TR2* a la base de *TR1*. Puesto que la tensión de ruptura varía entre 120 V y 175 V, se toma un valor de 175 V para V_O en la ecuación:

$$\frac{n_3}{n_1} = \frac{V_O - V_i}{V_{CEO\,máx} - V_i} - 1$$

Las características más importantes del circuito son:

Disipación total del transistor *TR1*	=	1,6 W
Frecuencia de oscilación	=	20 kHz
Rendimiento	=	0,75

APLICACIONES DEL BRY 39

● conmutador controlado de silicio
● tiristor tetrodo
● transistor de uniunión programable

El BRY39 es un dispositivo planar PNPN de silicio de baja potencia para aplicaciones generales, montado en cápsula metálica TO-72. Comprende un par de transistores integrados PNP–NPN, cuyos electrodos son todos accesibles. Por tanto, muchas operaciones lógicas y de conmutación que requieren dos o más elementos activos convencionales pueden efectuarse con un solo BRY39.

Como dispositivo de cuatro capas, sus características más importantes son:

- elevada sensibilidad
- ausencia de problemas por dV/dt
- necesita pocos componentes externos y, por tanto, pocas conexiones
- bajo coste
- características más definidas que con dos transistores separados.

La figura 1 representa la estructura de las capas del conmutador controlado de silicio PNPN. La figura 2 muestra cómo esta estructura corresponde a un circuito equivalente que comprende dos transistores interconectados. La figura 3 muestra el símbolo del dispositivo: *a* indica el ánodo, *ag* la puerta de ánodo, *kg* la puerta de cátodo y *k* el cátodo.

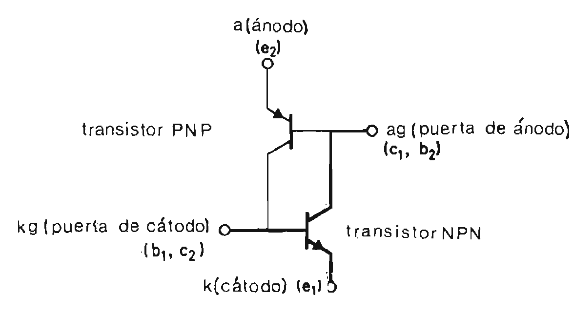


Fig. 2. Circuito equivalente del BRY39

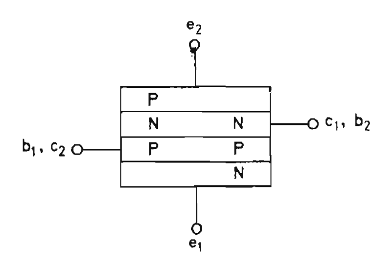


Fig. 1. Estructura del conmutador controlado de silicio PNPN

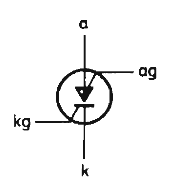


Fig. 3. Símbolo del BRY39

APLICACIONES

1. Conmutador controlado de silicio (SCS)

Utilizado como SCS, el BRY39 puede aplicarse ventajosamente como excitador de tubos indicadores numéricos y en circuitos contadores. La figura 4 representa un circuito de contador en anillo de décadas ($f \leq 40$ kHz) que excita directamente un tubo indicador ZM1000. En funcionamiento se pueden admitir temperaturas ambiente comprendidas entre 0 °C y 80 °C.

Para explicar cómo funciona el circuito representado en la figura 5, supondremos que el SCS acaba de descargar el condensador *C2* y está de nuevo bloqueado. No hay ningún impulso aplicado a la base de *TR1*, de modo que este transistor también está bloqueado. En estas condiciones, *C1* se carga a la tensión de alimentación (*D1* conecta la armadura inferior de *C1* a masa). Como *TR2* es un transistor de silicio, se encuentra completamente bloqueado si la tensión de su emisor es igual que la de su base. Si se aplica ahora un impulso positivo de cierta duración a la entrada, *TR1* descargará *C1* de

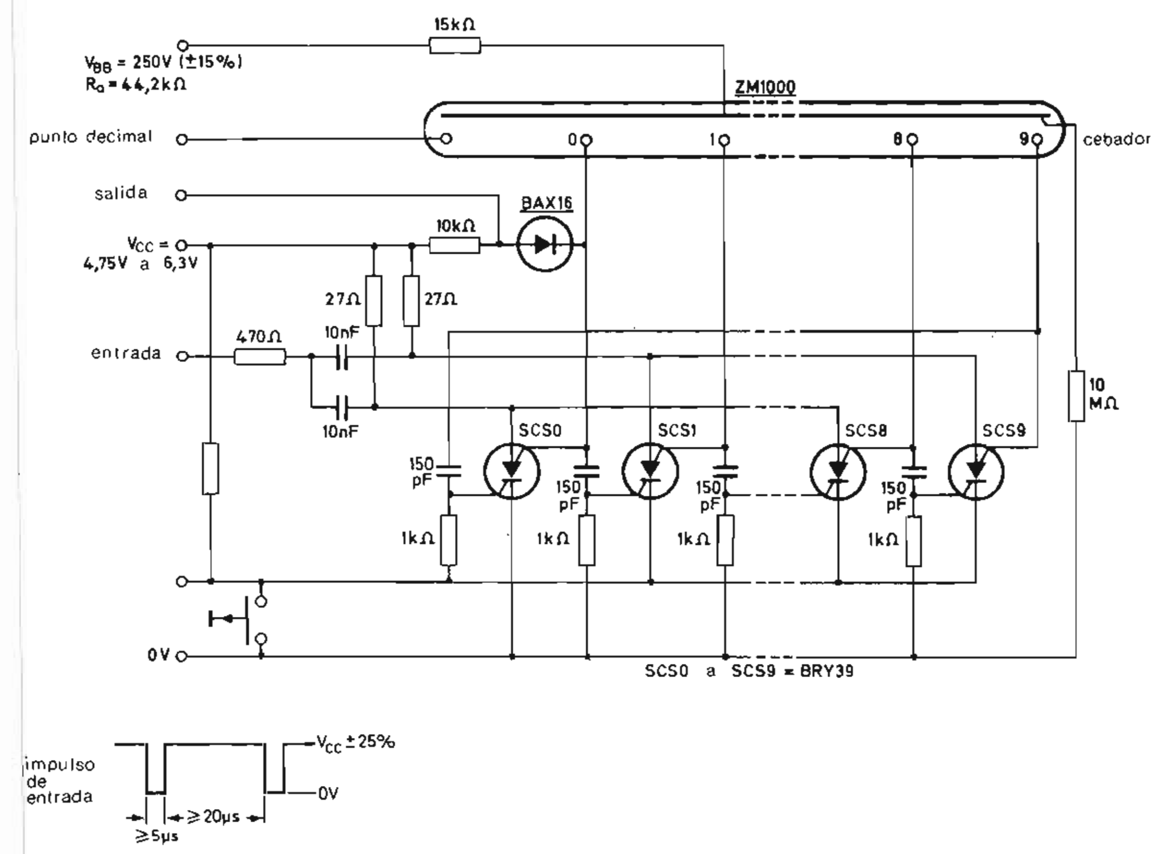


Fig. 4. Contador en anillo de décadas, con visualización

Si se observa la figura 4, se ve claramente que este contador en anillo es más sencillo y más barato que el diseño habitual basado en biestables (flip-flops). Los valores de los componentes se han elegido de forma que no se impongan condiciones estrictas a la amplitud y duración de los impulsos de entrada ni a la constancia de las tensiones de alimentación.

La figura 5 representa un divisor por 4. En la figura 6, seis de estas unidades aparecen conectadas de modo que forman un divisor capacitivo por 4^6 (contador de tiempo) cuyo consumo es extraordinariamente bajo.

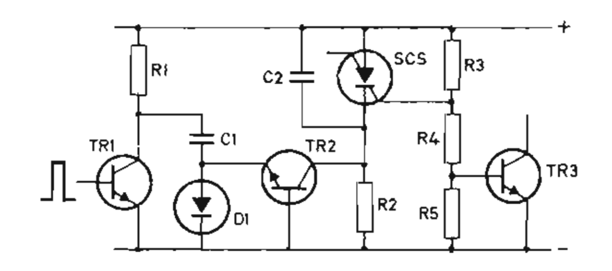
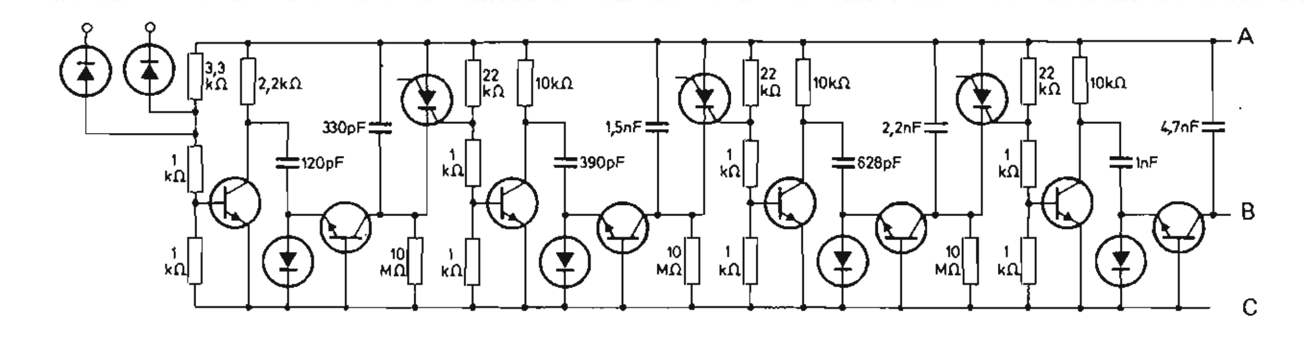


Fig. 5. Divisor por 4 de bajo consumo



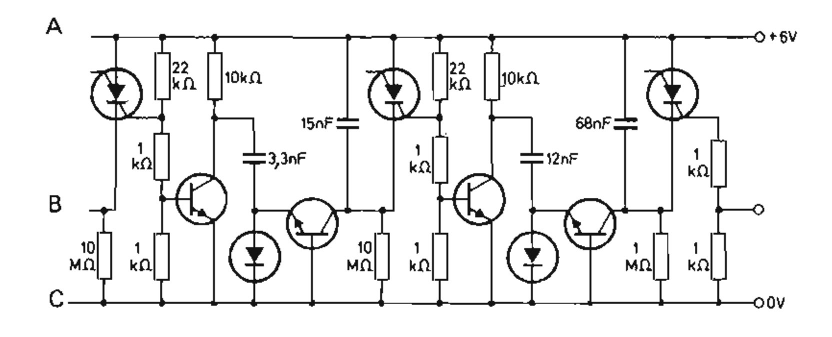


Fig. 6. Divisor capacitivo por 4^6. Conmutadores controlados de silicio: BRY39; transistores: BC147; diodos: BAX13. Tensión de alimentación entre 4,1 V y 7,9 V; temperatura ambiente de 20 °C a 80 °C

modo que sólo quedará en bornes de *C1* la tensión de saturación de *TR1*. No obstante, esto ocurre después de que la caída de tensión en el lado del diodo de *C1* ha sido anulada por una corriente de carga procedente de *C2* que atraviesa el transistor *TR2* hacia *C1*. Tan pronto como la tensión de emisor de *TR2* se aproxime a cero, *TR2* se bloqueará otra vez. Si entonces desaparece el impulso de entrada, *C1* se cargará de nuevo. El condensador *C2* se cargará la cantidad necesaria para descargar *C1* y, en consecuencia, la tensión en el lado *R2* de *C2* habrá disminuido en la misma proporción (prescindiendo del circuito de base de *TR2*). Los impulsos siguientes harán que *C2* adquiera una carga idéntica hasta que, al cuarto impulso, la tensión en el cátodo del BRY39 se hará inferior a la tensión de la puerta de cátodo, lo cual provocará la conducción del BRY39. El condensador *C2* se descargará otra vez y la tensión de puerta de cátodo del BRY39 subirá, de modo

RESUMEN DE DATOS				
Transistor PNP Tensión emisor-base (colector abierto)	$-V_{EBO}$	máx.	70	V
Transistor NPN Tensión colector-base (emisor abierto)	V_{CBO}	máx.	70	V
Pico repetitivo de corriente de emisor $t = 10\ \mu s$, $\delta = 0{,}01$	$-I_{EM}$	máx.	2,5	A
Disipación total de potencia hasta $T_{amb} = 25\ ^{o}C$	P_{tot}	máx.	275	mW
Temperatura de la unión	T_j	máx.	150	°C
Tensión direeta en conduceión $I_A = 50$ mA; $I_C = 0$; $R_{BE} = 10\ k\Omega$	V_{AE}	<	1,4	V
Corriente de mantenimiento $I_C = 10$ mA; $-V_{BE} = 2$ V; $R_{BE} = 10\ k\Omega$	I_H	<	1,0	mA
Tiempo de conmutación	t_{on}	<	0,25	μs
Tiempo de bloqueo	t_q	<	5,0	μs

que se aplicará un impulso positivo a la base de *TR3* (etapa de entrada del siguiente divisor por 4). El factor de división está determinado principalmente por la relación de capacidades entre *C1* y *C2*.

Con velocidades de cómputo demasiado bajas, el circuito no trabajará bien porque las corrientes de fuga cargarán y descargarán los condensadores. Deliberadamente se ha aprovechado esta propiedad menos favorable disponiendo un circuito de fuga adicional a través de *R2*. Mientras el sistema no trabaja, *R2* descarga *C2* a un nivel en que el SCS está a punto de conducir. Pero en cuanto se aplica el primer impulso al divisor por 4^6 de la figura 6, el primero y en consecuencia todos los SCS se descargarán, de modo que todo el contador se pondrá a cero.

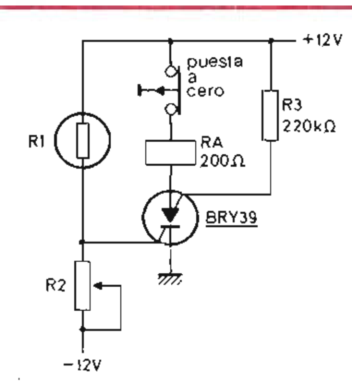


Fig. 7. Circuito detector. *R3* disminuye la velocidad *dV/dt* y la sensibilidad de entrada

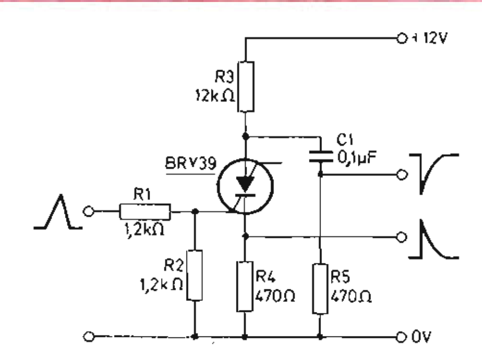


Fig. 8. Circuito monoestable generador de impulsos de salida complementarios

2. Tiristor tetrodo

El BRY39 puede ser empleado como un pequeño tiristor tetrodo en circuitos indicadores, en los que ataca directamente un relé o una lámpara. Puede diseñarse el circuito para tensiones de alimentación y de disparo positivas o negativas. Para evitar disparos accidentales, provocados por impulsos parásitos, se conecta la puerta que no se utiliza a la alimentación, a través de un resistor. Esto también disminuye la sensibilidad *dV/dt*. Un valor práctico para este resistor es 220 kΩ en serie con la puerta de ánodo y 10 kΩ en serie con la puerta de cátodo.

La figura 7 representa un circuito detector en el cual *R1* es el elemento sensible, elegido de acuerdo con la luz, temperatura o radiación que se quiera detectar. La resistencia del potenciómetro *R2* debe ser del mismo orden que la de *R1*.

En el montaje representado, una disminución en la resistencia de *R1* provoca la conducción de BRY39. A consecuencia de ello, el relé se cierra y pone en marcha un sistema de alarma. Este circuito puede ser muy sensible debido a la escasa corriente necesaria para disparar el BRY39. Si se cambian las posiciones de *R1* y *R2*, ha de aumentar el valor de *R1* para disparar la alarma.

Otra aplicación del BRY39 como tiristor tetrodo es el generador de impulsos complementarios representado en la figura 8. Cuando su entrada es activada, este sencillo generador proporciona simultáneamente un impulso de salida positivo y otro negativo. Antes de que

RESUMEN DE DATOS				
Tensión continua en bloqueo	V_D	máx.	70	V
Tensión inversa continua	V_R	máx.	70	V
Pico repetitivo de tensión en bloqueo	V_{DRM}	máx.	70	V
Pico repetitivo de tensión inversa	V_{RRM}	máx.	70	V
Corriente en conducción (c.c.) hasta $T_{cápsula} = 85$ °C	I_T	máx.	250	mA
Pico no repetitivo de corriente en conducción, $t = 10$ µs; $T_j = 150$ °C antes del transitorio	I_{TSM}	máx.	3	A
Temperatura de la unión	T_j	máx.	150	°C
Velocidad de subida de la corriente de conducción	dI_T/dt	máx.	20	A/µs

el circuito se dispare, *C1* se carga a la tensión de alimentación. Después de activar la puerta de cátodo, se descarga *C1* a través de BRY39, *R4* y *R5*. La amplitud de los impulsos es aproximadamente igual a la mitad de la tensión de alimentación. Los valores de *R3*, *R5* y *C1* determinan la corriente y la anchura del impulso. Cuando *C1* se ha descargado, BRY39 deja de conducir porque *R3* mantiene la corriente de ánodo por debajo de la corriente de mantenimiento del BRY39. El condensador *C1* se carga de nuevo, y entonces el circuito puede dispararse otra vez.

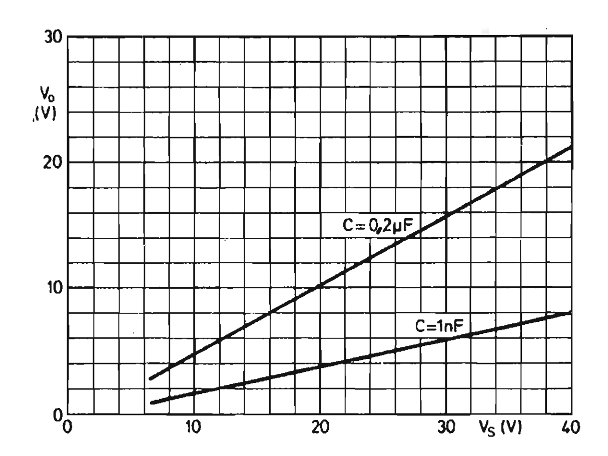


Fig. 10. Curvas de la amplitud del impulso en función de la tensión de alimentación, con *C* como parámetro, del circuito de la fig. 9

3. Transistor uniunión programable

Trabajando como transistor uniunión programable, el BRY39 puede utilizarse en circuitos de control de motores (control de fase), osciladores, temporizadores,

RESUMEN DE DATOS				
Tensión directa puerta de ánodo-cátodo	V_{FAGK}	máx.	70	V
Tensión directa puerta de ánodo-ánodo	V_{FAGA}	máx.	70	V
Corriente de ánodo (c.c.) hasta $T_{cápsula}$ = 85 °C	I_T	máx.	250	mA
Temperatura de la unión	T_j	máx.	150	°C
Corriente de pico R_G = 10 kΩ; V_S = 10 V	I_P	máx.	5	μA
Corriente de valle R_G = 10 kΩ; V_S = 10 V	I_V	>	70	μA

generadores de impulsos, circuitos de disparo, etc. También se puede usar en sustitución de un relé.

Aunque la estructura del BRY39 difiere mucho de la de un transistor de uniunión, es posible utilizarlo

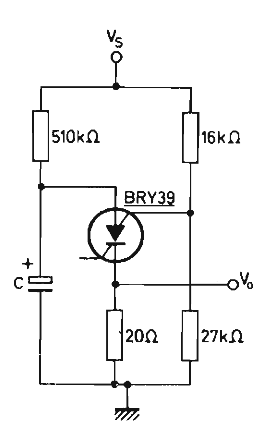


Fig. 9. Circuito generador de impulsos de disparo de elevada energía

para tal fin. Recibe entonces el nombre de transistor de uniunión programable, porque los valores de I_P, I_V y V_S, que son fijos para un transistor de uniunión corriente, pueden elegirse libremente, con tal de que se adopten valores adecuados para los resistores de polarización.

La figura 9 representa un circuito de disparo para control de potencia con la ayuda de un tiristor. La figura 10 muestra la altura del impulso V_O que puede obtenerse con una tensión de alimentación dada V_S, para dos valores distintos de *C*.

Gracias a la regeneración propia de un tiristor que caracteriza el funcionamiento del BRY39, el tiempo de subida del impulso es muy breve (80 ns).

La figura 11 representa un circuito completo de control de potencia, y la figura 12, un oscilador de relajación que puede utilizarse para disparar un tiristor.

El divisor de tensión *R3*, *R4* proporciona una tensión constante a la puerta de ánodo. En el supuesto de que *C* acabe de descargarse y de que BRY39 se haya bloqueado otra vez, *C* se cargará a través de *R1*. En cuando la tensión en bornes de *C* sea suficiente (V_P), el BRY39 pasará a conducir, si la corriente que circula



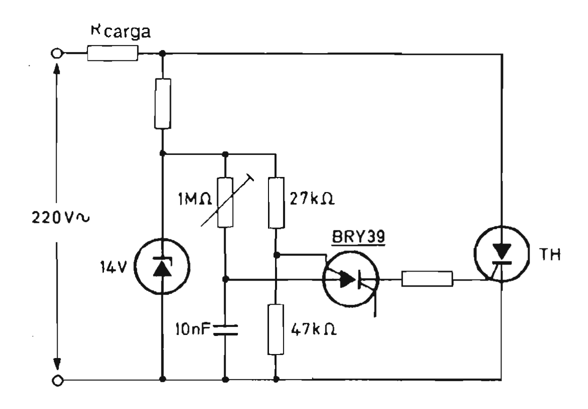


Fig. 11. Circuito completo para control de potencia

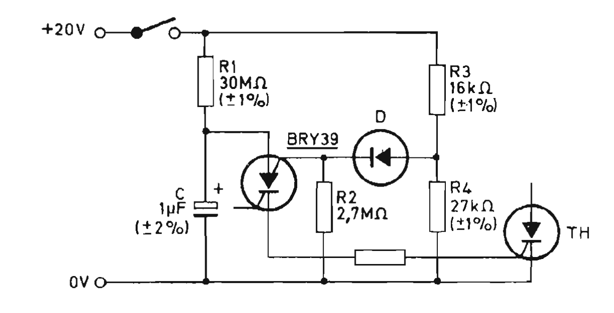


Fig. 12. Oscilador de relajación para disparo de conmutadores controlados de silicio

por el ánodo es lo suficiente elevada (I_P). Como resultado, *C* se descargará, tras de lo cual la corriente de mantenimiento (I_V) necesaria para que el BRY39 continúe siendo conductor, no la puede proporcionar *R1*, y por tanto, el BRY39 se bloquea otra vez. El diodo *D* sirve para compensar las variaciones de V_P (que depende de la tensión ánodo-puerta de ánodo) debidas a las variaciones de la temperatura ambiente, o al calentamiento interno del dispositivo (*D* ha de estar siempre a la misma temperatura que BRY39). Se obtienen mejores resultados haciendo que I_D, en el momento del disparo del BRY39, sea igual a I_P.

FOTODIODOS DE SILICIO

Tipo	Sensibilidad	Respuesta espectral (pico)	Tensión inversa (máx.)	Dimensiones en mm (máx.)
BPX40	10 nA/lux a 15 V	0,8 µ m	18 V	3,35 x 1,25 x 0,27
BPX41	30 nA/lux a 15 V	0,8 µ m	18 V	4,7 x 2,15 x 0,27
BPX42	120 nA/lux a 10 V	0,8 µ m	12 V	7,0 x 5,0 x 0,27
BPY10	16 nA/lux a cortocircuito	0,8 µ m	1 V	7,6 x 2,21 x 2,5
BPY77	> 1 µ A/mW/cm² a 10 V Bajo tiempo subida	0,77 µ m	100 V	6,9 x ø 4,8

BPX40 BPX42 BPY10 BPY77

CONMUTADOR ESTÁTICO DE C.A. CON CIRCUITOS BLOQUE SERIE 61

Los módulos RSA61, UPA61 y TT61, convenientemente utilizados, constituyen un sencillo conmutador estático de corriente alterna que a continuación describimos. Las ventajas de este conmutador estático consisten en que puede controlar grandes potencias y en que tiene un desgaste despreciable.

La figura 1 representa el esquema de este conmutador estático. Aunque se han adoptado tiristores (*TH1* y *TH2*) para controlar el circuito de potencia, un triac (serie BTX94) es igualmente apropiado. Debido a la presencia del transformador de alimentación RSA61 y del transformador de impulsos TT61, el interruptor mecánico *S* está aislado de la red.

La tabla adjunta presenta una selección de elementos de control de potencia y la potencia máxima que puede ser controlada.

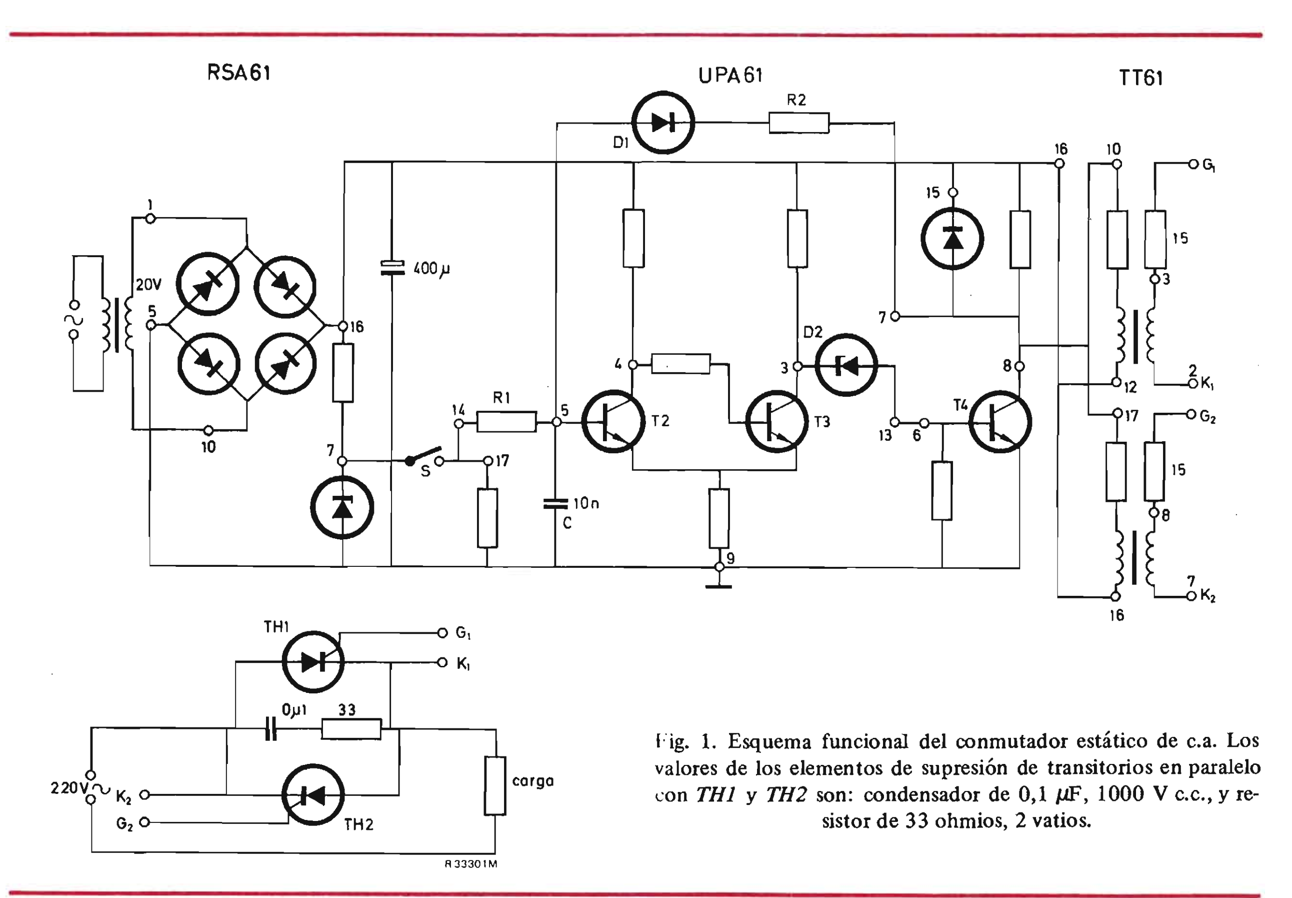


Fig. 1. Esquema funcional del conmutador estático de c.a. Los valores de los elementos de supresión de transitorios en paralelo con *TH1* y *TH2* son: condensador de 0,1 μF, 1000 V c.c., y resistor de 33 ohmios, 2 vatios.

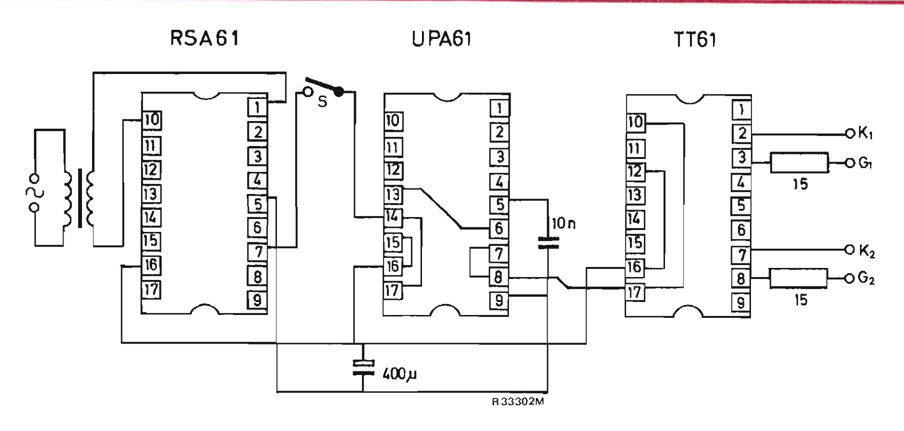


Fig. 2. Esquema de conexiones. Los módulos están representados vistos por la cara numerada. Todas las conexiones indicadas deben efectuarse en el exterior de los módulos.

La unidad UPA61 tiene una realimentación positiva a través de *D1* y *R2*, con lo que proporciona impulsos de salida de forma rectangular (10 kHz) para excitar las puertas de los tiristores. Los transistores *T2* y *T3* forman un disparador de Schmitt que controla el paso de salida, *T4*; el diodo regulador de tensión desplaza el nivel de tensión adaptándolo a la polarización de base de *T4*. El funcionamiento de la unidad UPA61 conectada como generador de impulsos de disparo es el siguiente. Estando *S* cerrado, se produce una tensión en diente de sierra en bornes de *C*, cuyos límites son iguales a los niveles de disparo y de reposición del disparador de Schmitt. El condensador se carga por la tensión continua (+24 V) existente en la patilla 7 de la unidad RSA61. Tan pronto como se alcanza el umbral de disparo, el paso de salida pasa a saturación y *C* se descarga rápidamente a través de *D1*, *R2* y *T4*. No obstante, cuando la carga de *C* ha disminuido hasta llegar al nivel de reposición, el paso de salida se bloquea, *D1* se bloquea y *C* se vuelve a cargar, repitiéndose así el proceso. Si *S* está abierto, *C* no puede cargarse, por lo que no se generan impulsos de disparo. El paso de salida está protegido con un diodo contra los transitorios producidos por la conmutación de una carga inductiva.

Como indica la figura 2, el montaje del circuito es muy sencillo, ya que sólo se utilizan dos condensadores y dos resistores además de los módulos.

Nota 1: Si se desea un control lógico, la entrada del disparador de Schmitt, patilla 14, debe conectarse a una puerta NOR de la serie 60, ó 61 (omitiéndose el interruptor *S*).

Nota 2: Si se utiliza una sola salida del TT61 (control por un solo tiristor, o por triac) deben omitirse los resistores de 15 Ω en serie con las puertas.

Elementos de potencia	Potencia máxima
BTY79-700R	3 kW
BTY87-700R	6 kW
BTY91-700R	8 kW
BTW47-800RM	6,5 kW
BTW92-800RM	9,5 kW
BTX94-700*	5,5 kW

* triac

APLICACIONES ELECTRONICAS

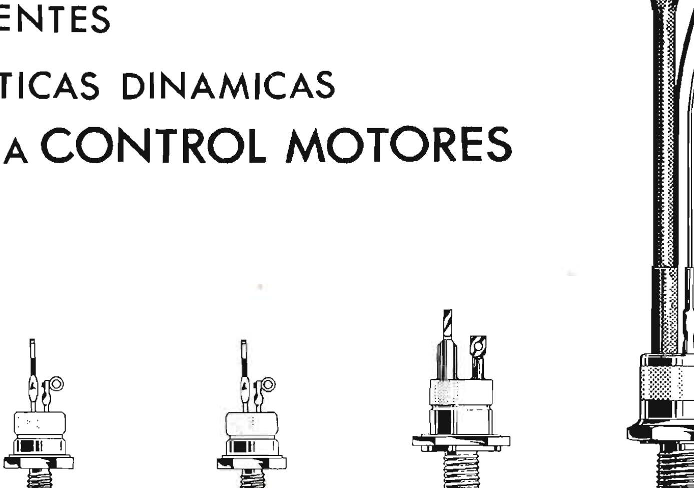
Serie C

Número 4	110^{O} Colour television: picture tube and deflection principle	25 Ptas.
Número 7	Magnetic shielding and automatic degaussing of shadowmask tubes	25 Ptas.
Número 8	Matrix circuits using delay line DL20	25 Ptas.
Número 9	Protection against flashover in colour television receivers Luminance amplifier with a simple termination of the delay line	25 Ptas.
Número 10	Experimental monochrome television receiver with switched-mode power supply	25 Ptas.
Número 11	Horizontal deflection stage using high-voltage transistor BU105	25 Ptas.
Número 12	Circuit for a cassette tape recorder using TAA310 integrated circuit Automatische Aussteuerungsregelung für NF-Vorverstärker mit TAA310 Preamplifier with TAA310 Microphone or intercom preamplifier with TAA310 integrated circuit Cassette tape amplifier using TAA310 integrated circuit	25 Ptas.
Número 13	PAL matrix circuits using delay line DL40 A mains isolated switched mode power supply for transistor colour television	25 Ptas.
Número 14	Circuitos decodificadores de FM estéreo *(en portugués)*	25 Ptas.
Número 15	An economical 6 V a.m.-f.m. portable with the BF195/BF197 in the high frequency section	25 Ptas.

APPLICATION BOOKS

Rectifier diodes *(260 págs.)*	200 Ptas.
Designing microwave catering equipment *(74 págs.)*	100 Ptas.
Fast response photomultipliers *(110 págs.)*	150 Ptas.
Ignitrons *(174 págs.)*	150 Ptas.
Photomultipliers *(148 págs.)*	150 Ptas.
Audio amplifier systems *(200 págs.)*	150 Ptas.
Tubes for RF heating *(180 págs.)*	200 Ptas.
50-Series direct display counters *(206 págs.)*	150 Ptas.
Measurement and control using 40-series modules *(200 págs.)*	150 Ptas.
FC family of DTL integrated circuits *(171 págs.)*	150 Ptas.
FJ range of TTL integrated circuits *(114 págs.)*	150 Ptas.
MOS integrated circuits *(149 págs.)*	150 Ptas.

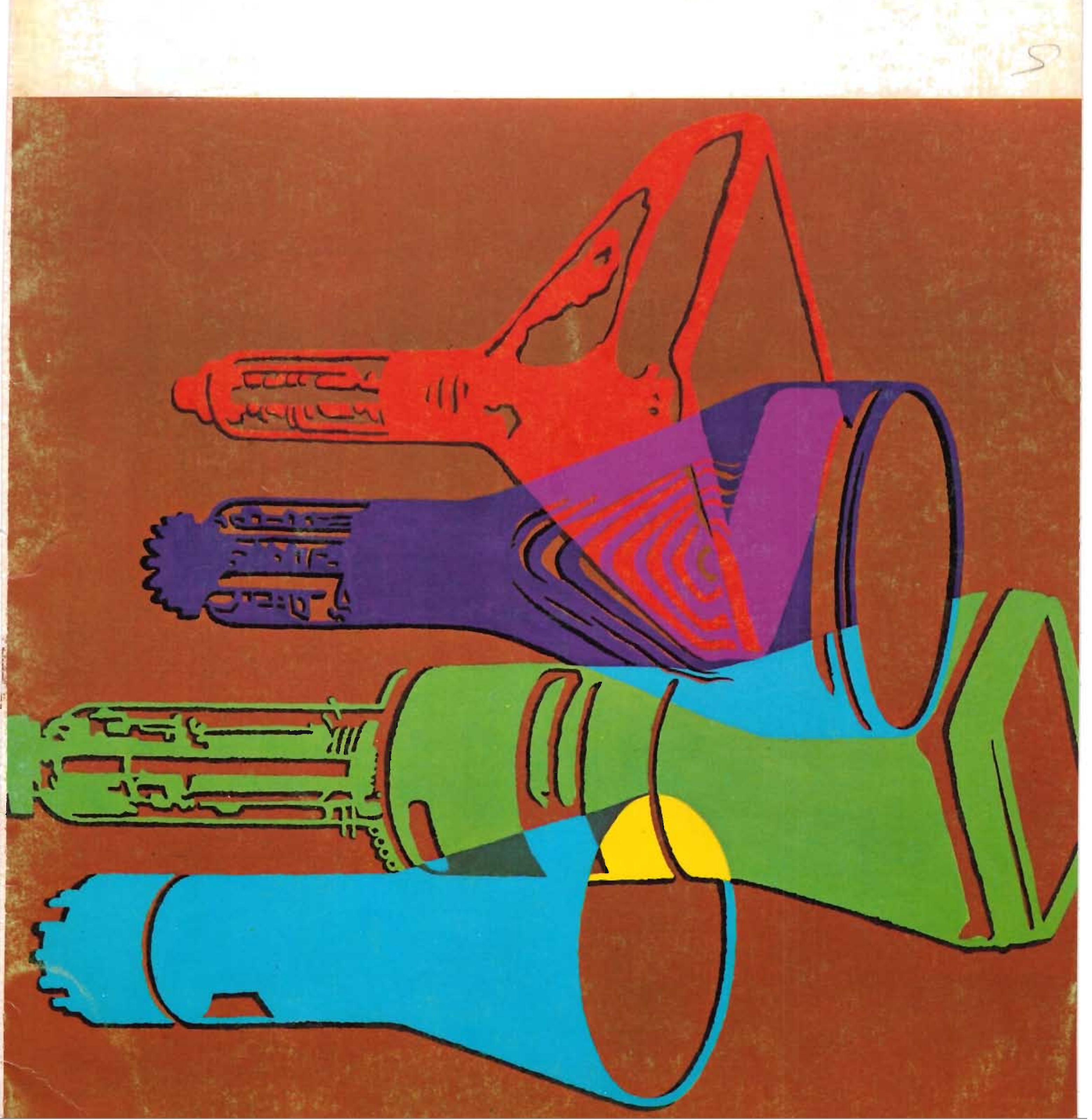
NUEVA SERIE DE **TIRISTORES**
CON EXCELENTES
CARACTERISTICAS DINAMICAS
IDEALES PARA **CONTROL MOTORES**



	BTW47	BTW92	BTW24	BTW23	BTX41
J_{TAV} a 85°C	14A	20A	30A	70A	160A
J_{TSM}	220A	320A	600A	1500A	5500A
V_{RRM}	600V a 1600V				
V_{DRM}	600V a 1600V				
$\frac{di}{dt}$ máx	200A/µs	300A/µs	300A/µs	300A/µs	300A/µs
$\frac{dv}{dt}$ mín	300V/µs	300V/µs	200V/µs	200V/µs	200V/µs
Rosca	M6	M6	M8	M12	M24×1,5

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 11 - Núm. 2 FEBRERO 1972 25 Ptas.



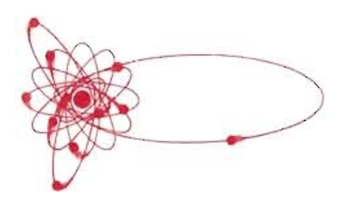
TUBOS DE RAYOS CATODICOS PARA INSTRUMENTOS

	Tipo	V_f(V) I_f(A)	Características típicas trabajo		Superficie pantalla Factor desviación horiz.	vertic.	Máx. longitud total	Conexiones base	
MONOACELERACION	DG7-31 DG7-32	6,3 0,3	$V_{g4,g2(l)} = 500$ V $V_{g3} = 0–120$ V	$-V_{g1} = 50–100$ V [1])	full scan $M_x =$ 37 V/cm	× full scan $M_y =$ 21 V/cm	172		
	D7-190GH D7-190GM	6,3 0,3	$V_{g2,g4,g5(l)} = 1$ kV $V_{g3} = 100–180$ V	$-V_{g1} = <35$ V [1])	6 cm $M_x =$ 29 V/cm	× 5 cm $M_y =$ 11,5 V/cm	225		
	D10-160GH D10-160GM	6,3 0,3	$V_{g2,g4,g5(l)} = 1,5$ kV $V_{g3} = 140–275$ V	$-V_{g1} = <50$ V [1])	8 cm $M_x =$ 32 V/cm	× 6 cm $M_y =$ 13,7 V/cm	260		
	D13-480GH D13-480GM	6,3 0,3	$V_{g2,g4,g5(l)} = 2$ kV $V_{g3} = 220–370$ V	$-V_{g1} = 65$ V [1])	10 cm $M_x =$ 31,3 V/cm	× 8 cm $M_y =$ 14,4 V/cm	310		
ACELERACION POST-DESVIACION	D10-170GH	6,3 0,3	$V_{g7(l)} = 6$ kV $V_{g6} = 1$ kV $V_{g5} = 1$ kV	$V_{g3} = 170–230$ V $V_{g2,g4} = 1$ kV $-V_{g1} = 16–40$ V [1])	8 cm $M_x =$ 13 V/cm	× 6 cm $M_y =$ 3,5 V/cm	335		
	D14-120GH D14-120GM	6,3 0,3	$V_{g7(l)} = 10$ kV $V_{g6} = 1,5$ kV $V_{g5} = 1,5$ kV	$V_{g3} = 250–350$ V $V_{g2,g4} = 1,5$ kV $-V_{g1} = 20–60$ V [1])	10 cm $M_x =$ 15,5 V/cm	× 8 cm $M_y =$ 4,2 V/cm	385		
	D14-121GH D14-121GM	6,3 0,3	$V_{g8(l)} = 10$ kV $V_{g7} = 1,5$ kV $V_{g6} = 1,5$ kV $V_{g5} = 1,5$ kV	$V_{g3} = 250–350$ V $V_{g2,g4} = 1,5$ kV $-V_{g1} = 20–60$ V [1])	10 cm $M_x =$ 15,5 V/cm	× 8 cm $M_y =$ 4,2 V/cm	385		
	D14-160GH/09 D14-160GM/09	6,3 0,3	$V_{g8(l)} = 10$ kV $V_{g7} = 1,5$ kV $V_{g6} = 1,5$ kV $V_{g5} = 1,5$ kV	$V_{g3} = 500$ V $V_{g2+4} = 1,5$ kV $-V_{g1} = 60$ V [1])	10 cm $M_x =$ 15,5 V/cm	× 8 cm $M_y =$ 4,2 V/cm	418		Con bobinas para rotación imagen y corrección ortogonal
	DH7-11 DN7-11 DP7-11	6,3 0,095	$V_{g6(l)} = 1,2$ kV $V_{g5} = 300$ V $V_{g4} = 300$ V	$V_{g3} = 20–150$ V $V_{g2} = 1,2$ kV $-V_{g1} = 30–80$ V [1])	6 cm $M_x =$ 10,7 V/cm	× 4.5 cm $M_y =$ 3,7 V/cm	296		
	D13-27GH D13-27GM	6,3 0,3	$V_{g7(l)} = 3$ kV $V_{g6} = 1,5$ kV $V_{g5} = 1,5$ kV $V_{g4} = 300–550$ V	$V_{g3} = 1,5$ kV $V_{g2} = 1,5$ kV $-V_{g1} = 38–135$ V [1])	full scan $M_x =$ 24 V/cm	× 8 cm $M_y =$ 11,5 V/cm	350		
	E10-12GH E10-12GM E10-12GP	6,3 [illegible]	$V_{g8(l)} = 3$ kV $V_{g7} = 1$ kV $V_{g6} = 1$ kV $V_{g5} = 1$ kV	$V_{g4} = 180–380$ V $V_{g3} = 1$ kV $V_{g2} = 1$ kV $-V_{g1} = 25–90$ V [1])	full scan $M_x =$ 15 V/cm	× 7 cm $M_y =$ 7 V/cm	410		
	E10-130GH E10-130GM E10-130GP	6,3 [illegible]3	$V_{g8(l)} = 4$ kV $V_{g7} = 1$ kV $V_{g6} = 1$ kV $V_{g5} = 1$ kV	$V_{g4} = 200–320$ V $V_{g3} = 1$ kV $V_{g2} = 1$ kV $-V_{g1} = 25–90$ V [1])	full scan $M_x =$ 17 V/cm	× 7 cm $M_y =$ 7,4 V/cm	410		Doble cañón
ALTA FRECUENCIA	D10-200GH/07	6,3 0,3	$V_{g8(l)} = 15$ kV $V_{g7} = 1,5$ kV $V_{g6} = 1,5$ kV $V_{g5} = 1,5$ kV	$V_{g4} = 1,5$ kV $V_{g3} = 380–$[illegible] V $V_{g2} = 1,$[illegible] $-V_{g1} = 40–100$ V	8 cm $M_x =$ 12 V/cm	× 5 cm $M_y =$ 3,5 V/cm	383		Con bobina para corrección ortogonal y rotación de imagen Hasta 250 MHz
	D13-450GH/01	6,3 0,3	$V_{g9(l)} = 15$ kV $-V_{g8/g7} = 12–18$ V $V_{g7} = 1,5$ kV $V_{g6} = 1,5$ kV $V_{g5} = 1,5$ kV	$V_{g4} = 1,5$ kV $V_{g3} = 400–550$ V V_{g2} [illegible] kV $-V_{g1}$ [illegible]–100 V [1])	10 cm $M_x =$ 9,9 V/cm	× 6 cm $M_y =$ 3 V/cm	459		Hasta 250 MHz
	D13-500GH/01 D13-500BE/01	6,3 0,3	$V_{g13(l)} = 15$ kV $-V_{g12-g11} = 9–15$ V $V_{g11} = 2,5$ kV $V_{g10} = 2,5$ kV $-V_{g9-g2} = 250–375$ V $V_{g8-g2} = 200$ V $V_{g7} = 2,5$ kV	$-V_{g6-g2} = 400–600$ V $V_{g5} = 2,5$ kV $-V_{g4-g2} = 600–800$ V $V_{g3} = 2,5$ kV $V_{g2} = 2,5$ kV $-V_{g1} = 50–150$ V [1])	10 cm $M_x =$ 15 V/cm	× 6 cm $M_y =$ 2 V/cm	493		Para señales de hasta 800 MHz

(1) Tensión de rejilla para corte visual

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Existe una gran variedad de tubos de rayos catódicos para distintas aplicaciones. En este número publicamos las características resumidas de los tubos empleados para instrumentos de medida.

ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 2 FEBRERO 1972

5

TERMINOLOGIA			
Inglés	**Español**	**Francés**	**Alemán**
Logic families	**Familias lógicas**	**Familles logiques**	**Logikfamilien**
CDL capacitor-diode logic	lógica de condensador y diodo	logique à diode-condensateur	Kondensator-Diode Logik
CTL capacitor-transistor logic	lógica de condensador y transistor	logique à condensateur-transistor	Kondensator-Transistor Logik
CTL complementary-transistor logic	lógica de transistores complementarios	logique à transistors complémentaires	Komplementen-Transistoren Logik
DCTL directed-coupled-transistor logic	lógica de transistor directamente acoplado	logique avec des transistors directement couplés	Direktgekoppelte-Transistor Logik
DDL diode logic	lógica de diodos	logique à diodes	Dioden Logik
DTL diode-transistor logic	lógica de diodo y transistor	logique à diode et à transistor	Dioden-Transistor Logik
ECL emitter-coupled logic	lógica de emisor acoplado	logique à émetteurs couplés	Gekoppeltenemitter Logik
ECTL emitter-coupled-transistor logic	lógica de transistor y emisor acoplados	logique à émetteur et transistor couplés	Gekoppeltenemitter-Transistor Logik
HNIL high noise immunity logic	lógica de elevada inmunidad a ruido	logique à grande immunité au bruit	Hohestörspannungsabstand Logik
HTL high threshold logic	lógica de alto umbral	logique à grand seuil	Hohe-Schwellen Logik
HTL zener-transistor logic	lógica de zener y transistor	logique à zener-transistor	Zener-Transistor Logik
ITL transformer coupled transistor logic	lógica de transistor y transformador acoplado	logique à transistor et transformateur couplé	Transistor-und-Gekoppelte-Transformator Logik
MTL magnetic-core transistor logic	lógica de núcleos magnéticos y transistor	logique à tores magnétiques et transistor	Magnetkern-Transistor Logik
RCTL resistor-capacitor-transistor logic	lógica de resistor, condensador y transistor	logique à résistance-condensateur et transistor	Widerstand-Kondensator-Transistor Logik
RDL resistor-diode logic	lógica de diodo y resistor	logique à résistance-diode	Widerstand-Diode Logik
RTL resistor-transistor logic	lógica de resistor y transistor	logique à résistance et transistor	Widerstand-Transistor Logik
TFTL thin-film transistor logic	lógica de película fina y transistor	logique à couches minces et transistor	Dünnefilm-Transistor Logik
TTL (T^2L) transistor-transistor logic	lógica de transistor y transistor	logique à transistors	Transistor-Transistor Logik
VHL variable threshold logic	lógica de umbral variable	logique à seuil variable	Verstellbare–Schwelle Logik

FOTOPILAS SOLARES
DE SILICIO Y TELURURO DE CADMIO

La explosión demográfica, la aceleración del ritmo de industrialización y las realizaciones cada vez más importantes en el terreno espacial permiten prever un rápido crecimiento de las necesidades en energía. Los recursos clásicos se encontrarán a veces mal adaptados o incluso resultarán inexplotables en ciertos casos (dominio espacial). Es menester, pues, recurrir a nuevas fuentes de primer orden entre las cuales figura la energía solar. Sin pretender entrar en competencia con las centrales hidroeléctricas, térmicas o nucleares, la utilización de la energía solar puede aportar una solución nueva a las necesidades de energía.

Introducción

Actualmente importantes laboratorios están consagrados al estudio y a la realización de generadores fotoeléctricos. Desde el comienzo de la utilización de los semiconductores, el silicio monocristalino ha adquirido un importante papel en la realización de convertidores de energía con rendimiento apreciable (superior al 12 %). Por su fiabilidad, cubren todas las exigencias concernientes a utilizaciones tanto terrestres como marítimas y espaciales. Ya en 1958 se demostró que en regiones tropicales donde el valor medio por un año de iluminación recibida sea, por ejemplo, de 0,25 kW/m^2 (si se tiene en cuenta las horas sin sol y la alternancia de días y noches), las fotopilas con un rendimiento del orden del 10 % proporcionarían una potencia eléctrica de 25 W/m^2 y una energía de 218 kWh/m^2 por año. Estudios posteriores, por otra parte, han permitido la realización de convertidores de energía solar en delgadas capas policristalinas del orden de 10 a 15 μm con telururo de cadmio, material interesante por el hecho de que un espesor muy débil (2 μm) es suficiente para una buena absorción de fotones.

Es evidente el interés que ofrecen estos dispositivos ya empleados en instalaciones de débil potencia, para la alimentación de:

- balizas radioeléctricas para la navegación aérea;
- balizas ópticas para la navegación marítima;
- repetidores hertzianos;
- equipos de socorro;
- emisores de telemedida, en meteorología, en geofísica o a lo largo de oleoductos;
- sistemas de alarma constituidos por emisores autónomos transistorizados, instalados al borde de grandes carreteras, por ejemplo, para solicitar auxilio (ambulancia, policía, bomberos, etc.);
- señalización ferroviaria.

Algunos de estos dispositivos han de funcionar ininterrumpidamente, por ejemplo, en el caso de las radiobalizas y dispositivos de seguridad para los cuales un paro, aunque sea momentáneo, resulta inadmisible; el mantenimiento o sustitución de pilas o de acumuladores, alimentaciones habituales en este tipo de instalación, no siempre resulta fácil.

El empleo de fotopilas y de acumuladores constituye la solución que prácticamente elimina el mantenimiento de dichas instalaciones. En ciertas aplicaciones, por ejemplo en el bombeo o en la electrólisis, es posible prescindir de acumuladores para reducir los gastos y el mantenimiento, y conseguir de este modo un rendimiento más elevado.

Las fotopilas han de trabajar en condiciones de ambiente variadas. Las instalaciones en el suelo están expuestas a la lluvia, al viento, al rocío y al hielo. En el dominio espacial, ha de tenerse en cuenta la exposición a la temperatura y a las radiaciones.

Una vez estimada la cantidad de baterías solares necesaria y, eventualmente, la capacidad de los acumuladores asociados, es útil examinar si una instalación puede considerarse económicamente rentable.

La energía producida por las grandes centrales y distribuida por las líneas aéreas para las pequeñas potencias es más cara por la amortización de la línea que por el consumo. La mayoría de autores están de acuerdo en que la instalación de un generador solar es preferible a la instalación de una línea eléctrica si la relación entre la potencia media necesaria y la longitud de la línea excede de unos 5 W/km, según la nubosidad y las condiciones económicas locales.

La comparación entre las pilas químicas y las fotopilas solares resulta favorable a las últimas para instalaciones de larga duración. Como ejemplo, en una instalación de una potencia media de 10 W, amortizable en 20 años, los costes de fabricación del kW son (en %):

1. fotopila solar y acumulador	100 %
2. línea eléctrica de 3,5 km	103 %
3. pila Zn–ClNH4–C	112 %

En general, los aparatos transistorizados alimentados por batería o pila pueden ser alimentados ventajosamente por baterías solares, sobre todo cuando el mantenimiento es difícil o plantea problemas graves a consecuencia del alejamiento, del peligro o del mal tiempo.

Generalidades sobre las fotopilas

Las fotopilas o células solares son diodos de unión de gran superficie, en los cuales se utiliza el efecto fotovoltaico para la conversión directa de energía luminosa en energía eléctrica.

Conversión de energía en una unión PN

En una unión de este tipo existe una zona de elevado campo eléctrico debido a la existencia de la barerra de potencial; es la región B rodeada por las regiones A y C sin campo eléctrico (fig. 1).

La figura 1 representa esquemáticamente una unión PN en cortocircuito.

En ausencia de luz, las sumas de los flujos de electrones y de huecos que pasan de una región a otra son iguales a cero.

$$W_n = W_n^+ + W_n^-$$

$$W_p = W_p^+ + W_p^-.$$

Entre los fotones que llegan al dispositivo, los de energía superior a la energía ΔE que necesitan los electrones para franquear la banda prohibida pueden liberar un par hueco-electrón. Si la creación de pares se produce en la zona B, cada portador se halla sometido al campo eléctrico interno y contribuye a la corriente en el circuito exterior.

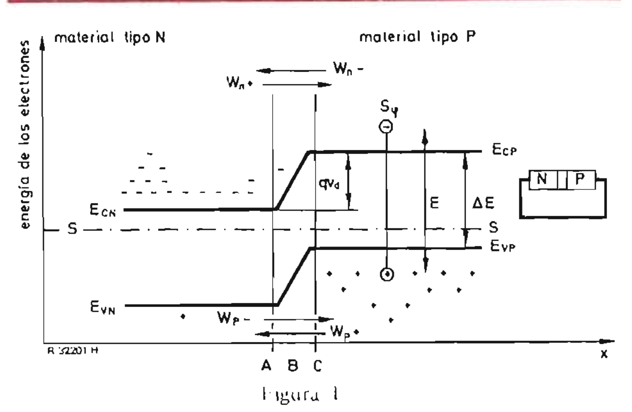


Figura 1

E_{CN}, E_{CP} : nivel de energía inferior de la banda de conducción
E_{VN}, E_{VP} : nivel de energía superior de la banda de valencia

Si la creación tiene lugar en la zona A ó C, los portadores minoritarios contribuyen a la corriente eléctrica si alcanzan el límite de la zona de carga de espacio B. En este punto quedan sometidos al campo eléctrico que impera en dicha zona y penetran en la región donde los portadores de igual signo son mayoritarios; participan así a la corriente eléctrica.

Así pues, sea cual sea la región donde el fotón es absorbido y se liberan los portadores de carga, el efecto fotoeléctrico da origen a una corriente que circula de la región A, material de tipo N, hacia la región B, material de tipo P (fig. 1). Cuando se conecta una carga a la fotopila, la corriente fluye a través de la carga desde la región P a la región N.

Se puede, pues, considerar que la conversión de energía se efectúa en tres fases:

- formación de pares electrones-hueco por absorción de fotones,
- difusión de las cargas minoritarias liberadas por efecto fotoeléctrico hasta los límites de la capa de carga de espacio,
- transferencia de la energía de los portadores, captados por la unión al circuito de carga exterior.

Formación de pares electrón-hueco

Se crea un electrón-hueco cada vez que un fotón cede su energía a un electrón de valencia y lo hace pasar a la banda de conducción (fig. 1). La energía E de los fotones útiles es entonces superior a ΔE, siendo ΔE la anchura de la banda prohibida del material empleado.

En el caso de una luz compleja, de espectro continuo por ejemplo, la potencia, transportada por el flujo dφ de los fotones cuya energía es E, es igual a Edφ. La curva Edφ/dE representa la distribución espectral de la potencia correspondiente a la radiación considerada. Puesto que los fotones de energía $E = h\nu$ inferior a ΔE no contribuyen al efecto fotoeléctrico, la potencia correspondiente a la zona "1" de la figura 2 no es utilizada.

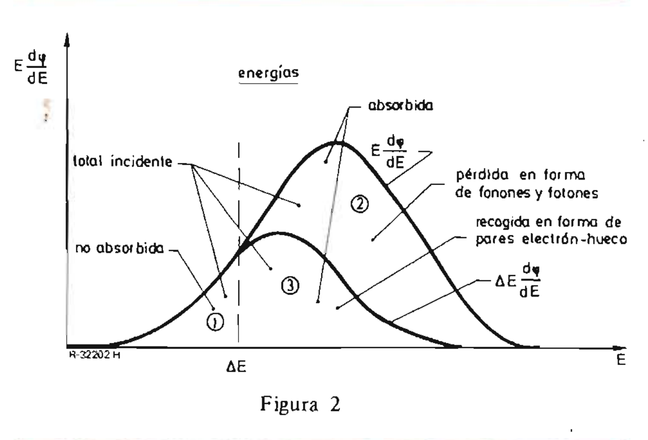


Figura 2

Los fotones absorbidos de energía superior a ΔE ceden toda esta energía a los electrones de la banda de valencia (zona "2" de la fig. 2). Pero después de un tiempo muy corto (del orden de los 0,1 ns), las cargas liberadas (electrones y huecos) pierden la energía excedente $E-\Delta E$ y conservan sólo la energía normal de un par electrón-hueco ΔE. En consecuencia, la potencia utilizable recogida en forma de pares electrón-hueco es igual a la energía de la curva

$$\Delta E \, \mathrm{d}\varphi/\mathrm{d}E = f(E)$$

en la parte "3" correspondiente a $E > \Delta E$.

El rendimiento energético en la formación de pares electrón-hueco es, pues, una función de la distribución espectral de los fotones y del semiconductor considerado; la absorción de los fotones se efectúa de modo muy distinto según el tipo de semiconductor. En el caso del silicio, el coeficiente de absorción varía lentamente con la longitud de onda y son necesarios espesores relativamente grandes de silicio para absorber la radiación. En el caso del tipo telururo de cadmio (CdTe) o arseniuro de galio (GaAs), el coeficiente de absorción presenta una brusca variación que corresponde a la anchura de la banda prohibida del semiconductor. De ahí se deduce que basta un espesor muy pequeño para absorber los fotones (véase tabla adjunta).

TABLA I

Material	ΔE (eV)	Espesor mínimo (μm)	Rendimiento teórico máximo (%)	Rendimiento experimental máximo (%)
Si . . .	1,11	100	22	14
InP . .	1,25	1	24	6
GaAs . .	1,40	2	26	11
CdTe . .	1,45	< 10	23	7
GaP . .	2,23	<100	19	1
CdS . .	2,40	1	18	8 (*)

(*) obtenido sobre material policristalino.

Obtención de cargas minoritarias

Si se considera una luz monocromática caracterizada por la energía E de sus fotones o por el coeficiente de absorción del semiconductor considerado, la probabilidad dW de que un fotón sea absorbido en una capa de anchura dx y libere un par electrón-hueco es una función exponencial de la distancia x a la unión (curva a, figura 3).

La liberación de un par electrón-hueco no es observable instantáneamente; sólo existe una corriente en el circuito exterior cuando las dos cargas de signos opuestos llegan a regiones de potencial eléctrico diferente, prácticamente cuando la carga minoritaria pasa a la región donde las de la misma clase son mayoritarias. En las fotopilas, el espesor de la capa de carga de espacio es muy pequeña, sobre todo con polarización directa (1 μm); esta capa está situada entre dos regiones N y P que provocan su existencia y que son relativamente grandes (10 μm a 1 mm, por ejemplo). Los fotones son absorbidos, sobre todo, en las regiones no cargadas y es muy importante favorecer la propagación de las cargas minoritarias hacia la capa de carga de espacio antes de que tengan la posibilidad de recombinarse.

La probabilidad de que una carga minoritaria liberada en un punto dado alcance la capa desierta antes de la recombinación depende, entre otros parámetros, de la distancia de dicho punto a la capa. La curva b de la figura 3 representa la variación de esta probabilidad de captación π en función de la distancia x.

El área de la curva c (fig. 3) que representa la variación de $\pi \, \mathrm{d}W/\mathrm{d}x$ en función de x, es la probabilidad total para que un fotón de energía E produzca una carga observable, sea cual sea el lugar donde se ha producido la absorción.

Esta probabilidad se denomina *eficacia de captación*. Interviene en el cálculo del rendimiento energético, función del producto $V_{CO} \times I_{CC}$, de la tensión en vacío por la corriente de cortocircuito. La tabla da los resultados de estudios teóricos realizados en función de ΔE y para monocristales.

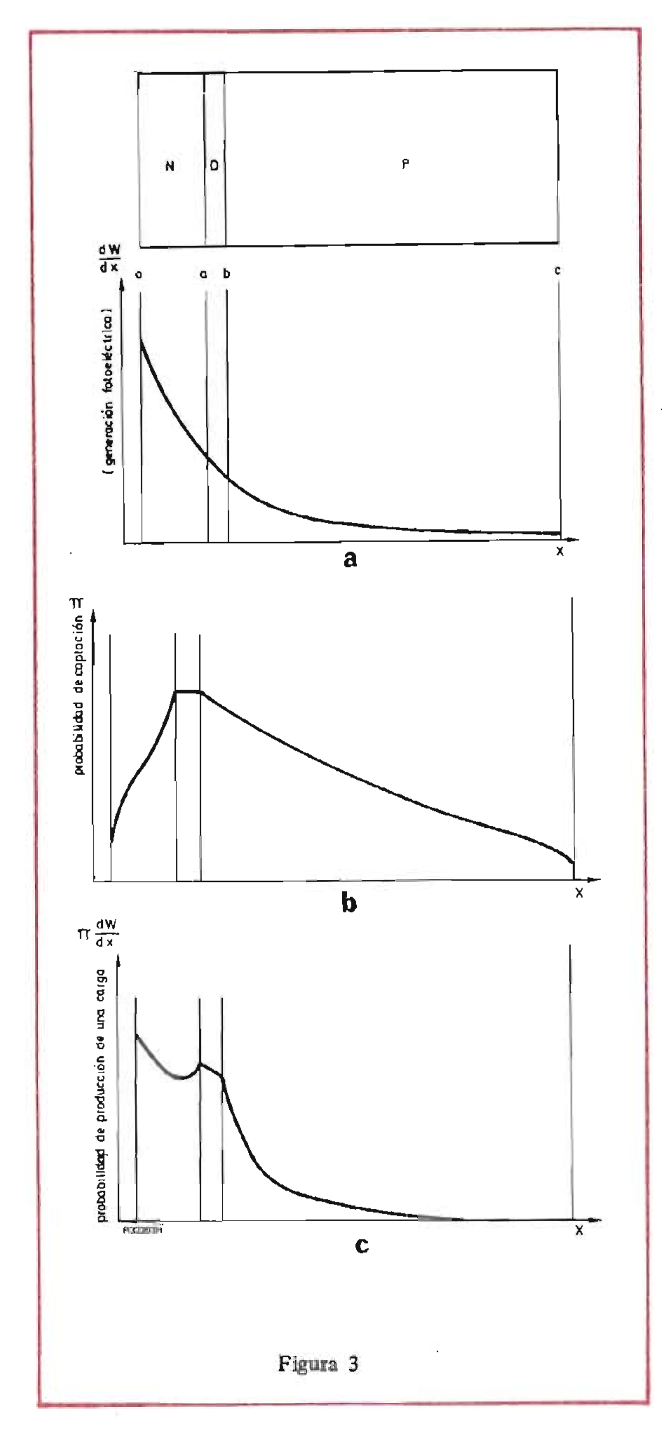


Figura 3

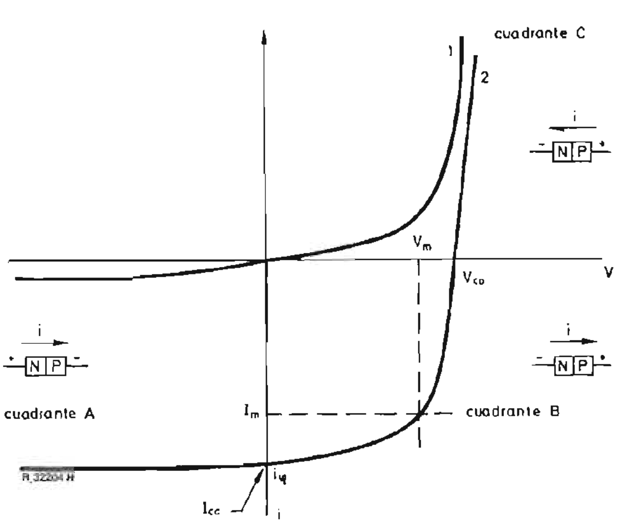


Fig. 4. Características $I = f$ (V) de una fotopila

Transferencia al circuito exterior

En la figura 4, la curva 1 representa esquemáticamente la característica $I = f(V)$ para una fotopila en la oscuridad, y la curva 2, para la fotopila sometida a un determinado flujo luminoso φ. La curva 2 se deduce, a grandes rasgos, de la curva 1 por simple traslación de $+I\varphi$. En el cuadrante A, la curva 1 representa la corriente de fuga de oscuridad en función de la tensión inversa, y la curva 2, la variación de esta corriente con la iluminación; en este caso es un fotodiodo.

En el cuadrante C, la célula está polarizada en sentido directo; en la oscuridad, curva 1, e iluminada, curva 2.

En el cuadrante B, la célula funciona como generador de energía. Es la región de utilización normal de las fotopilas solares. La potencia eléctrica $I \times V$ proporcionada es máxima para un determinado valor de I y de V; son los valores I_m y V_m, para un flujo incidente φ determinado.

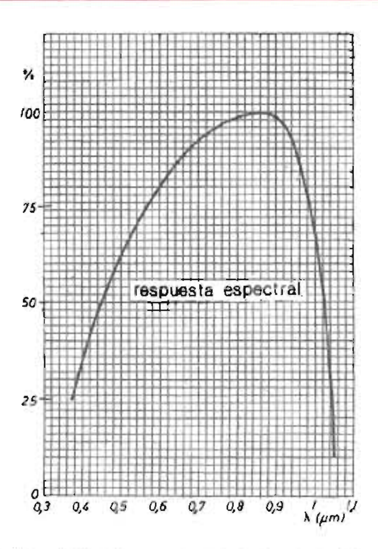


Fig. 5. Sensibilidad espectral de las fotopilas de silicio

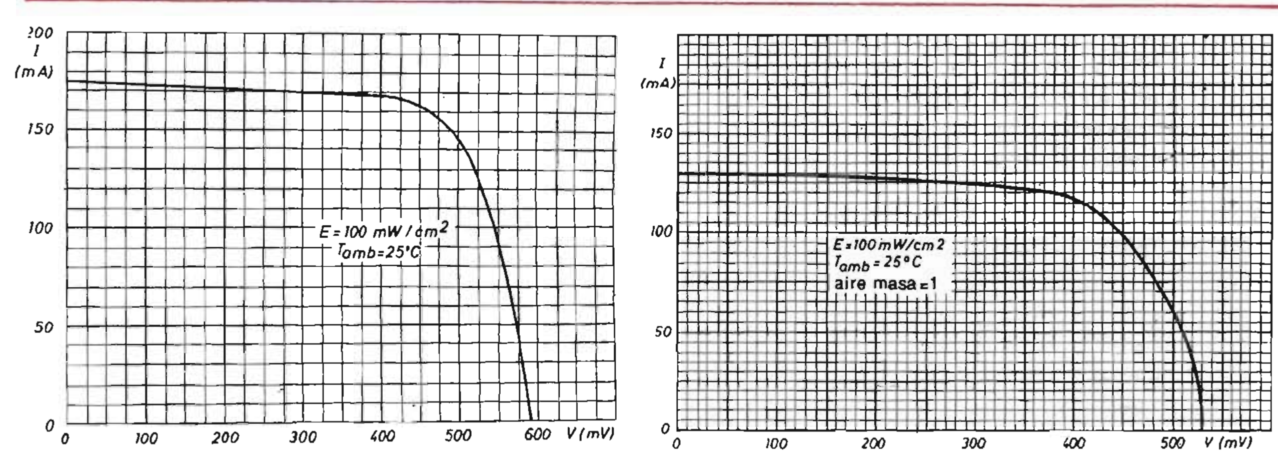


Fig. 6. Características $I = f$ (V) de la BPX31, de 30 mm de diámetro

Fig. 7. Características $I = f$ (V) de la BPX33, fotopila cuadrada de 4 cm^2 para las aplicaciones espaciales

Características de utilización de las fotopilas

Sean cuales sean los tipos, las fotopilas se caracterizan del siguiente modo:

I_{cc} corriente de cortocircuito para una determinada iluminación;

V_{co} tensión en vacío para una iluminación y una temperatura determinada;

I_m corriente suministrada por la fotopila en el punto de funcionamiento óptimo;

V_m tensión en el punto de funcionamiento óptimo;

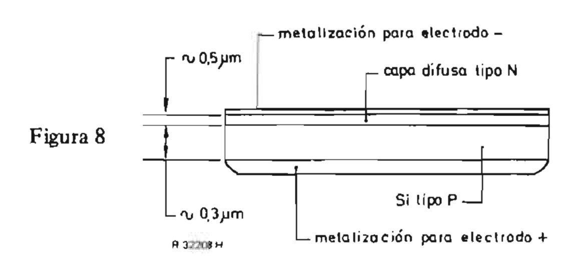
η rendimiento: relación entre la energía eléctrica proporcionada y la energía luminosa recibida;

T temperatura límite de funcionamiento.

Fotopilas de silicio para aplicaciones terrestres

Constan de una plaquita de silicio monocristalino de tipo P, de débil resistividad (del orden de 0,1 Ω.cm). Después de las operaciones de pulido y de acabado del espesor de las placas, se procede a una difusión gaseosa de fósforo, para crear una delgada capa de tipo N sobre la placa de silicio de tipo P. De este modo se forma una unión y el espesor de la capa N superficial es del orden de los 0,5 μm, o incluso menos (fig. 8).

Figura 8



Después de realizada la difusión sobre toda la placa, es menester suprimir la capa N en una de las caras de modo que sólo quede una unión N/P y pueda efectuarse el contacto en la cara posterior, después de la metalización sobre el silicio P (electrodo positivo de la fotopila).

Finalmente, se realiza una metalización sobre la región N para el electrodo negativo.

Características de fotopilas de silicio

BPX31 fotopila circular, de 30 mm de diámetro. Potencia en el punto óptimo, típica: 72 mW.

TABLA II

CARACTERISTICAS Valores para $T_{amb} = 25$ °C e iluminación $E = 100$ mW/cm^2					
Tipo	I_{cc} mín	V_{co} mín	I_m típ	V_m típ	P_m
BPX 31	170 mA	580 mV	160 mA	450 mV	72 mW
BPX 32 (módulo de 40 BPX 31)	165 mA	22,7 V	135 mA	19,5 V	2,6 W
BPX 46			280 mA	470 mV	130 mW
BPX 47 (módulo de 64 fotopilas BPX 46)...	300 mA	38 V	278 mA	28,8 V	8 W

BPX32 módulo formado por 40 fotopilas elementales BPX31, interconectadas por medio de un circuito impreso estratificado.
Dimensiones: 245 X 200 X 6 mm.
Potencia en el punto óptimo, típica: 2,5 W.

BPX46 fotopila de 40 mm de diámetro. Potencia en el punto óptimo, típica: 130 mW.

BPX47 módulo formado por 64 fotopilas elementales BPX46.
Dimensiones: 479 X 359 X 16 mm.
Potencia en el punto óptimo, típica: 8 W.

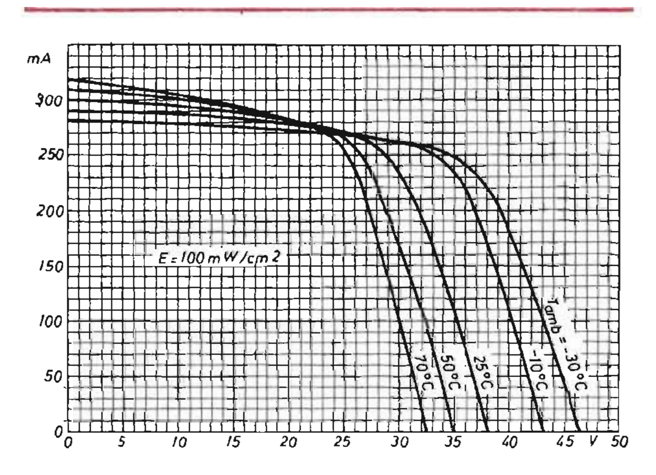


Fig. 9. Características, en función de la temperatura, del módulo BPX47

Proyecto de instalación

La presencia de nubes hace que la energía solar radiada en el nivel del suelo sea muy variable.

Para las aplicaciones que necesitan un funcionamiento ininterrumpido, es necesario intercalar una batería entre las fotopilas y la carga que se ha de alimentar.

Ante todo, conviene determinar la energía necesaria por día. Para establecer este balance, se tendrá en cuenta:

- energía consumida durante el tiempo de funcionamiento del dispositivo.
- pérdidas propias de la instalación (fugas por mal aislamiento, por ejemplo);
- rendimiento de carga de la batería.

A partir de estos datos se determina la cantidad de energía diaria necesaria para el funcionamiento conveniente de la instalación y la autonomía del conjunto, que es el cociente entre la capacidad de la batería y el consumo diario en energía.

Luego, queda por conocer las condiciones de funcionamiento de las fotopilas; dichas condiciones se determinarán mediante el estudio de los factores metereológicos en el lugar considerado, durante un período sensiblemente igual a la autonomía de la instalación y para el momento del año más favorable.

La orientación de las fotopilas debe ser perpendicular a los rayos solares del mediodía durante el período menos propicio del año.

Este estudio conduce al establecimiento de los siguientes parámetros:

- temperatura media máxima;
- insolación media;
- densidad de radiación media;

Estas son las condiciones medias de funcionamiento de las fotopilas que permiten evaluar la corriente media para la densidad media de radiación y la cantidad media de electricidad proporcionada.

Si se conoce, por una parte, la cantidad de electricidad proporcionada por las fotopilas y, por otra, la cantidad de electricidad necesaria diariamente, es posible determinar el número teórico de fotopilas a emplear.

En el caso de un funcionamiento ininterrumpido, es necesario considerar un coeficiente de seguridad, que se puede calcular del modo siguiente:

- incertidumbre meteorológica . . . . +20 %
- mantenimiento. . . . . +10 %

se tiene que considerar, pues, en el caso más desfavorable un coeficiente de . . . . . . 30 %

Con la intervención de este coeficiente, se determina el número real de fotopilas que se ha de prever para un funcionamiento normal de la instalación.

Se puede emplear, por otra parte, un circuito transistorizado que adapta el régimen de carga de las fotopilas. El empleo de ese dispositivo permite realizar una economía del 10 %, aproximadamente, en el número de fotopilas necesarias.

La carga de una batería a partir de las fotopilas comporta la elección de un módulo que proporcione una tensión mucho más elevada que la de la batería. A fin de tener en cuenta las posibles variaciones de la fotopila así como de la batería, podemos vernos obligados a utilizar, por ejemplo, una fotopila de 22 V (tensión en vacío) para cargar una batería de 12 V. Puesto que la fotopila funciona prácticamente todo el tiempo fuera de sus características óptimas, se produce una pérdida

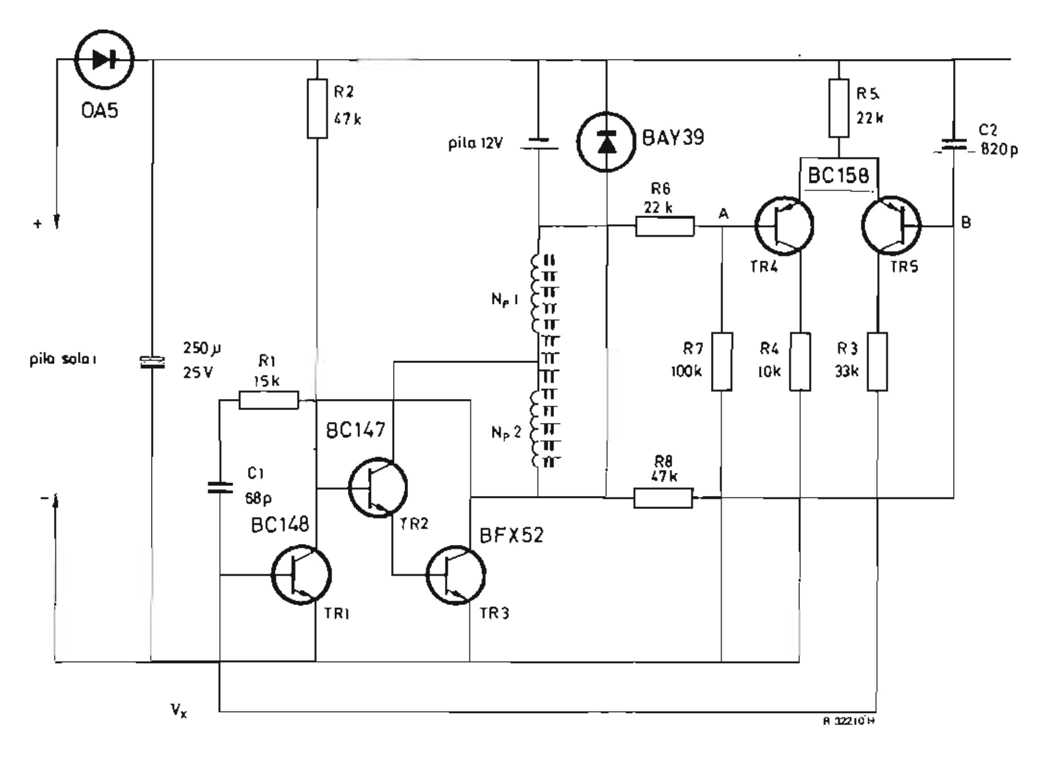


Fig. 10. Circuito de adaptación

de potencia no despreciable. El circuito propuesto sirve para subsanar dicho defecto. En realidad se trata de un autotransformador de corriente continua con un dispositivo de realimentación que adapta el circuito a la fotopila (fig. 10); la relación de transformación es igual a la relación cíclica de los tiempos de apertura y de cierre del circuito de carga del transistor *TR3*.

En el circuito propuesto, la conmutación se consigue por medio de un auto-oscilador (*TR1*, *TR2*, *TR3*) cuya relación cíclica deseada se consigue con ayuda de un circuito que compara la tensión del colector de *TR3* (integrada por el circuito *R8*, *C2*) con una tensión de referencia; ésta se obtiene a partir de la tensión de la batería y la comparación se realiza por medio de un amplificador diferencial (*TR4* y *TR5*). La tensión colector de *TR3*, integrada, se aplica a la base de *TR5*. La tensión de referencia, aplicada a la base de *TR4*, se obtiene por medio de un puente entre el polo negativo de la batería y el electrodo negativo de la fotopila, aunque esa tensión de referencia varía en función de la tensión de la batería y de las características de la fotopila. El sistema se equilibra para que la tensión integrada en el punto *B* sea igual a la tensión en el punto *A* (tensión de referencia). Una elección cuidadosa de los valores de *R6* y de *R7* permite aproximarse más a la curva de adaptación óptima de la fotopila.

Realizaciones

Prescindiendo de la utilización de las fotopilas individuales para aplicaciones diversas, se han realizado instalaciones de gran importancia, como la alimentación de radiobalizas de 50 W de alta frecuencia con 24 V de alimentación, en Saint Girons (Francia).

Experiencias realizadas para estudiar la degradación ocasional de las características de las fotopilas de silicio en las condiciones climáticas del desierto de Chile han demostrado que al cabo de diez años las características de corriente-tensión no habían variado de modo perceptible.

Entre las aplicaciones de tipo más general, podemos citar la alimentación de estaciones de televisión escolares, en Nigeria; estaciones de señalización ferroviaria, en Rodesia; idéntico procedimiento para la señalización de trabajos en carreteras, en Colombia.

Existen igualmente células solares de silicio fabricadas especialmente para la utilización espacial, cuyas características son:

- rendimiento elevado;
- relación potencia/peso elevada;
- fiabilidad;
- inmunidad a las radiaciones.

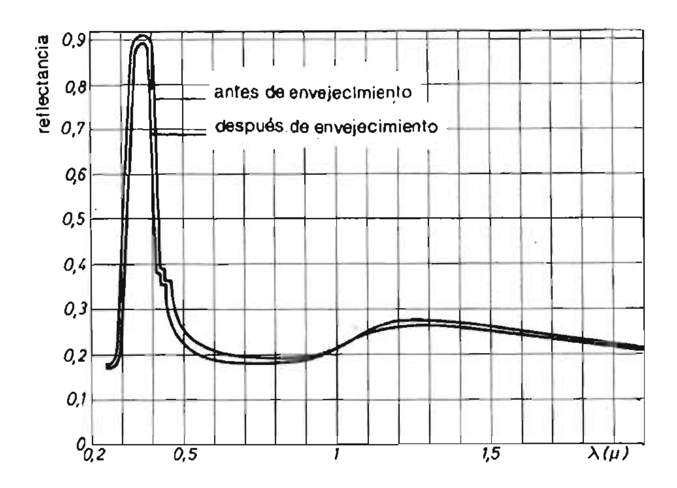



Fig. 11. Curvas de reflectancias espectrales

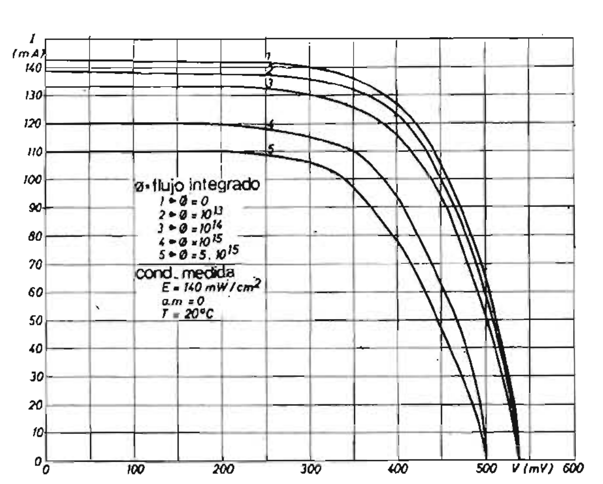


Fig. 12. Características $I = f$ (V) de la BPX33 después de irradiación por electrones de energía 1 MeV en el aire

Las fotopilas de capas delgadas

El telururo de cadmio (CdTe) ha sido objeto de importantes trabajos que han conducido a la realización de fotopilas de delgadas capas policristalinas. Las longitudes de difusión son muy pequeñas, pues las duraciones de vida de los portadores son muy cortas (se estiman en 1 ns). Pero el rendimiento de conversión es importante, pues al efectuarse la absorción de fotones en el espacio de unas micras se consigue fácilmente crear todos los pares electrón-hueco dentro o muy cerca de la zona de carga de espacio y captar todos los portadores así creados.

La parte útil de la fotopila es muy delgada y los daños originados por los rayos ionizantes son pequeños.

Sin embargo, parece poco probable, en virtud precisamente de la cantidad de defectos iniciales, que se pueda conseguir con esos materiales en capas delgadas policristalinas rendimientos iguales o incluso superiores a los del silicio. En cambio, el balance puede ser muy favorable en los siguientes puntos: relación potencia por unidad de masa, robustez (posibilidad de enrollar esas células en un soporte de pequeño radio de curvatura) y coste de fabricación.

Fotopilas de telururo de cadmio (CdTe)

He aquí una breve descripción del método de realización y de la estructura de una fotopila de este tipo.

En primer lugar se obtiene una capa de telururo de cadmio de tipo N de 15 a 20 μm de espesor sobre un soporte de molibdeno de 15 a 25 μm de espesor (fig. 13).

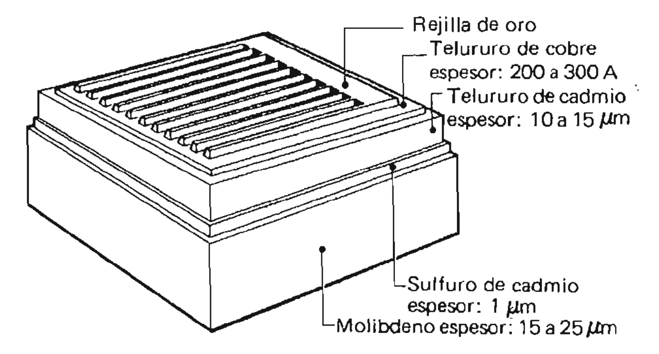


Fig. 13. Estructura de una fotopila CdTe en capas delgadas

La capa P se obtiene por evaporación en vacío de una fina capa de telururo de cobre. Una rejilla metálica depositada en vacío se utiliza como electrodo.

El rendimiento energético máximo alcanzado es del 7 % para las mejores fotopilas y el rendimiento medio es superior al 5 %, con un rendimiento de fabricación muy elevado.

En general, están protegidas por una capa de plástico transparente que facilita la manipulación durante el montaje.

Como ejemplo, las características eléctricas de una fotopila de 6 cm² para una iluminación de 100 mW/cm², con una temperatura de 25 °C son las siguientes:

Tensión en circuito abierto . .	V_{co}	=	600 mV
Corriente de cortocircuito . .	I_{cc}	=	75 mA
Tensión en el punto óptimo . .	V_m	=	450 mV
Corriente en el punto óptimo .	I_m	=	60 mA
Potencia en el punto óptimo . .	P_m	=	27 mW

Aplicaciones

Sin excluir la utilización de las fotopilas individuales en dispositivos apropiados (fotómetro para fotografía, microgenerador para juguetes; elemento no lineal sensible a la iluminación para circuito de amplificador, etc.), indicaremos algunas de las múltiples aplicaciones de este tipo de pilas solares.

Se han realizado generadores operacionales para globos sonda que con una superficie útil de 873,6 cm^2 y un peso total de 126 g han proporcionado 5 V–100 mA para una iluminación de 20 mW/cm^2.

Otros generadores similares se han enviado a 16.000 m, con una duración de vida superior a los 6 meses. Esos mismos módulos han permitido la realización de un generador de 45 W destinado a un experimento franco-canadiense de globos estratosféricos, lanzados a 40.000 m de altura.

Se han realizado módulos experimentales de fotopilas de CdTe montados en satelites, para estudiar su comportamiento en el espacio.

Indiquemos también que los experimentos de carga de baterías químicas por módulos CdTe han resultado convincentes y que, en la Exposición Universal de Montreal, una batería solar de este tipo alimentó, sin descanso, un receptor de radio de tipo comercial.

Una empresa francesa fabrica una cámara de cine para aficionados que utiliza fotopilas de telururo de cadmio para la recarga del acumulador.

En este tipo de utilización, la batería se mantiene por 24 fotopilas elementales en serie. La corriente producida alcanza 28 mA al sol (100 mW/cm^2), lo cual resulta suficiente para la recarga de un acumulador cadmio-níquel de 500 mAh, cuya tensión de carga es de 8,4 V.

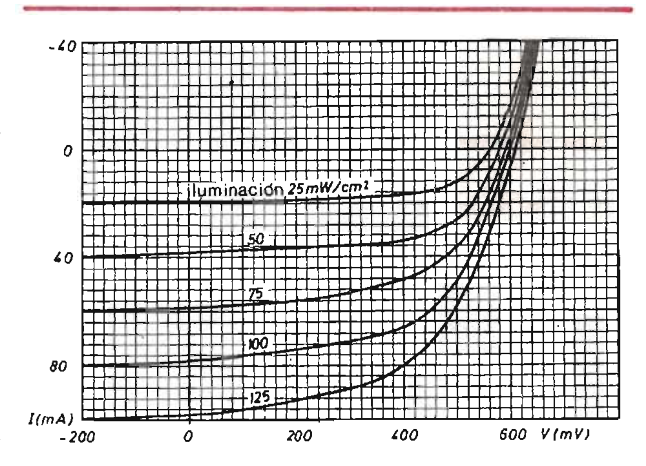


Fig. 14. Característica $I = f$ (V) de una fotopila CdTe, para una iluminación de 25 a 125 mW/cm^2

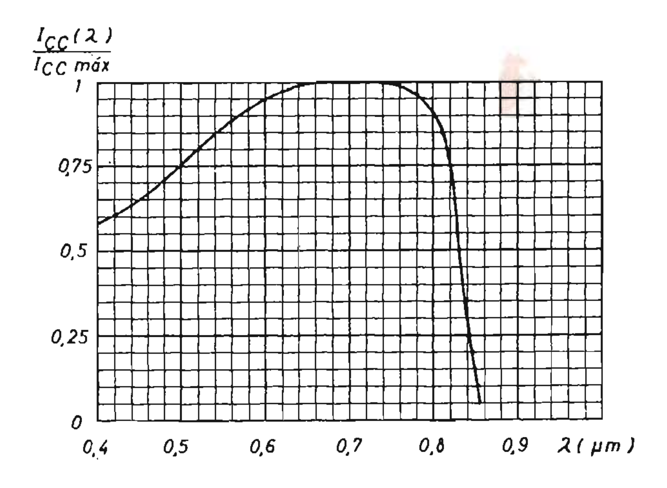


Fig. 15. Respuesta espectral del CdTe

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). Consta de tres series, con un total de 18 volúmenes. A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen = 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1

Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2

Tubes for microwave equipment

Part 3

Special Quality tubes

Part 4

Receiving tubes

Part 5

Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6

Photomultiplier tubes
Scintillators
Photoscintillators

Part 7

Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes

Part 8

T.V, Picture tubes

Part 9

Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R.F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors

General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes

Part 2

General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors

Part 3

General
High frequency transistors

Part 4

General
Transmitting transistors
Field effect transistors
Dual transistors

Part 5

General section
Digital integrated circuits
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices

Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks 20-Series
Circuit blocks 40- Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series

Part 2 Resistors, Capacitors

Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television

FM tuners
Coils and resonators
Audio and mains transformers
Loudspeakers
Electronic organ assemblies

Part 4 Magnetic Materials, White Ceramics

Ferrites for radio, audio and television
Ferroxcube potcores
Microchokes

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers, Electro-mechanical Components

Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads

NOTA IMPORTANTE. Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas

MULTIVIBRADORES DE AMPLIO MARGEN

CON CIRCUITOS INTEGRADOS

Los circuitos integrados DTL y TTL pueden emplearse para montar multivibradores para frecuencias de 0,5 Hz a 4,5 MHz. Bastan sólo un condensador y dos resistores para determinar la frecuencia y la duración del ciclo de trabajo, siendo éste ajustable en un margen de 250:1. Los tiempos de subida y de bajada de los impulsos de salida son iguales e independientes de la frecuencia.

Introducción

Las ventajas de la sencillez y economía que los circuitos integrados proporcionan a las funciones para las cuales han sido diseñados pueden también extenderse a otras funciones más complicadas. Las puertas NAND, por ejemplo, convenientemente interconectadas pueden formar un multivibrador. A continuación se describen dos multivibradores. Una versión utiliza el circuito integrado FCH191 complementada con un FCH231; la otra versión usa sólo el circuito integrado TTL FJH121.

El principio de funcionamiento para ambos circuitos es el mismo, exceptuando que una de las conexiones de control en el circuito representado en la figura 1 no puede utilizarse en el representado en la figura 2.

Además de los circuitos integrados, cada multivibrador emplea dos transistores, dos diodos, un condensador y dos resistores. El condensador determina la frecuencia y los dos resistores la duración del impulso. La frecuencia puede ajustarse, así como el margen de duración del impulso, variando la tensión de referencia V_{ref}. Las figuras 4 y 5 muestran la relación entre la anchura del impulso y el valor del condensador, con la resistencia y la tensión de referencia como parámetros.

Ciclo de funcionamiento

Cuando el multivibrador no oscila, sólo es posible obtener los niveles de tensión alto (*H*) y bajo (*L*) representados en la figura 1. Para iniciar la oscilación, se debe aplicar una pequeña tensión en la entrada de control; el estado de la salida se invierte entonces y el condensador *C* comienza a descargarse. Una vez se ha descargado y recargado en el sentido opuesto, el estado de la salida se invierte de nuevo y con él la carga y descarga del condensador. Mientras el nivel de tensión en la entrada de control sea bajo, el ciclo se mantiene por sí sólo.

En detalle, el funcionamiento es el siguiente. Supóngase que la tensión de referencia V_{ref} es de cero voltios; en este caso, cuando el nivel de tensión en la entrada de control pasa del nivel alto (*H*) al bajo (*L*) el punto *P1* pasa de 0,8 V (bajo) a 3,8 V (alto). La tensión en *P2* es entonces igual a la existente en *C* (3,2 V) más el escalón de *P1*, lo que hace un total de 7,0 V respecto a masa. El diodo *D2* queda polarizado en sentido opuesto, por lo que *C* inicia su descarga a través de *R2*. En un punto determinado por la constante de tiempo *CR2*, el condensador *C* comienza a cargarse en sentido opuesto a través de *D1* y *R2*. Cuando la tensión en este conden-

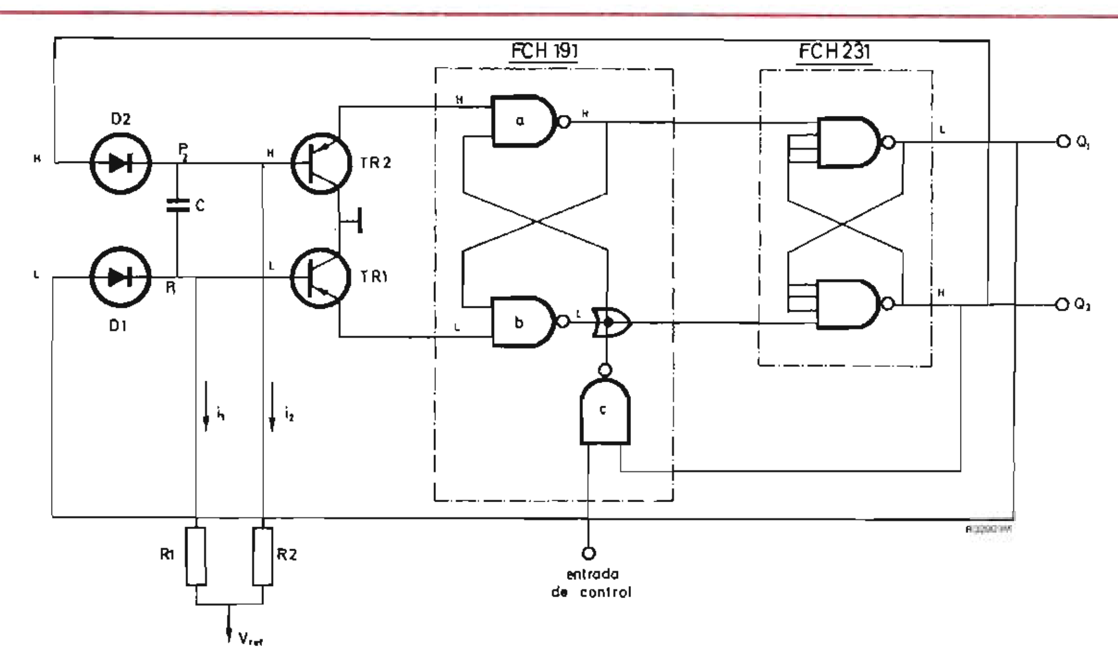


Fig. 1. Multivibrador basado en los circuitos integrados de la serie FC. Las letras L y H en el diagrama indican los niveles de tensión BAJO Y ALTO, respectivamente, cuando el circuito se halla en reposo; para iniciar la oscilación, la entrada de control debe conmutarse de ALTO a BAJO. Los resistores R_1 y R_2 y el condensador C determinan el período y la duración del impulso (véase fig. 4). D_1, D_2: BAX13. TR_1, TR_2: BC159.

sador alcanza el nivel de disparo de la puerta *b*, el estado de los dos puntos se invierte de nuevo y el nivel de tensión de *P2* pasa a alto (véase figura 3). El proceso se repite luego por sí sólo en sentido opuesto. La tensión en *P1* es igual a la tensión en *C* más el escalón de *P2*, por lo que el diodo *D1* queda polarizado en sentido opuesto. El condensador *C* se descarga a través de *R1* y, en un punto determinado por la constante de tiempo *CR1*, inicia la carga en sentido opuesto a través de *D2* y *R1*. Cuando la tensión del condensador alcanza el nivel de disparo de la puerta *a*, las salidas cambian de nuevo de estado, terminando así un ciclo de funcionamiento. La oscilación prosigue hasta que la entrada de control vuelve a situarse en nivel alto.

Arranque y paro

El primer impulso de salida después del arranque es un 10 % más ancho que los restantes. Cuando el circuito está en reposo, *C* está cargado con una tensión ligeramente superior que cuando se producen las oscilaciones, por lo cual tarda algo más en alcanzar el nivel de disparo de la puerta *b*.

Cuando el nivel de tensión en la entrada de control está en alto, el circuito proporciona la anchura total del impulso de salida que se está generando en aquel instante, y a continuación se detiene (fig. 3).

Tiempos de subida y de bajada

Los tiempos de subida y de bajada de los impulsos de salida son constantes e independientes de la frecuencia. Para el circuito representado en la figura 1 son:

– tiempo de subida, 80 ns; tiempo de bajada, 12 ns,

y para el representado en la figura 2:

– tiempo de subida, 10 ns; tiempo de bajada, 10 ns.

Duración del impulso y frecuencia

En la figura 3, la duración del impulso se representa adrede algo diferente de la mitad del período. La relación máxima de ajuste entre t_1 y t_2 depende de la relación entre las corrientes máxima y mínima a través de *R1* y *R2*. Con una tensión de referencia de 0 V, la mayor relación posible es de 60 ó 70 a 1, siendo el valor máximo de cada resistor de 60 a 70 kΩ y el mínimo de 1 kΩ aproximadamente. Sin embargo, con una tensión de referencia de –6 V, el valor máximo del resistor aumenta a unos 560 kΩ (los transistores *TR1* y *TR2* tienen una β de 120 como mínimo) y el valor mínimo a unos 2,2 kΩ. El último valor viene determinado por la corriente máxima obtenida de la salida

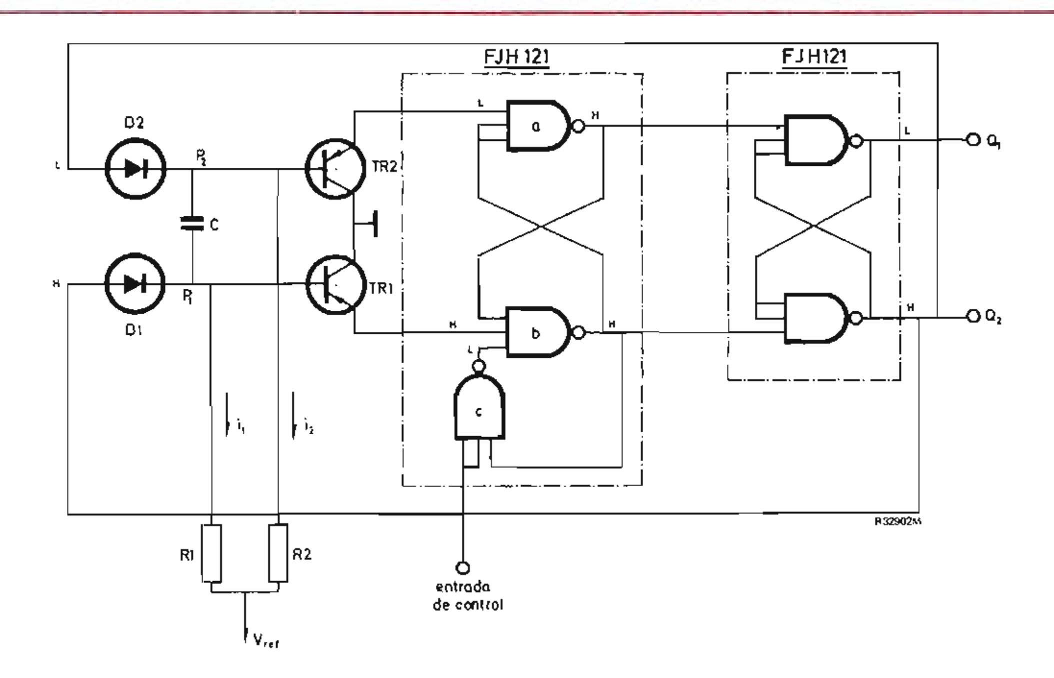


Fig. 2. Como en la figura 1, pero con circuitos de la serie FJ. Para la relación de R_1, R_2, y C con la anchura del impulso, véase figura 5. D_1, D_2: BAX13. TR_1, TR_2: BC159.

de la segunda etapa flip-flop, cuyo valor máximo puede ser de 7 a 10 mA. Por lo tanto, se dispone de un margen de relación entre la anchura del impulso y la duración del ciclo comprendido entre 1/1 y 250/1.

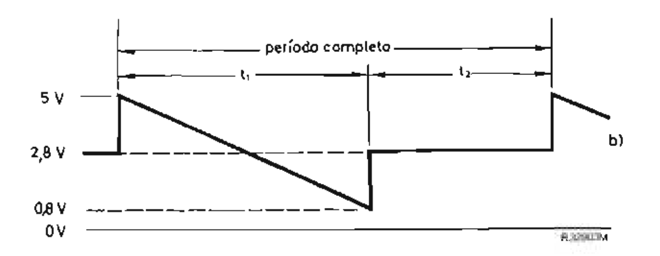


Fig. 3. Formas de onda de tensión de un ciclo de funcionamiento en el punto P_2 ($V_{ref} = 0$ V); en P_1 las posiciones de la pendiente y de la parte plana están invertidas. (*a*) Circuito de la figura 1. (*b*) Circuito de la figura 2.

Otra forma de controlar la anchura de los impulsos t_1 y t_2 sería utilizar generadores de corriente para controlar las corrientes de descarga i_1 e i_2. Utilizando un amplificador diferencial, sin embargo, no se conseguiría el mismo efecto; simplemente se controlaría la anchura del impulso sin modificar el período total $t_1 + t_2$.

Las figuras 4 y 5 muestran respectivamente la relación entre capacidad, resistencia, tensión de referencia y anchura del impulso para los circuitos representados en las figuras 1 y 2. La anchura de los impulsos alternos t_1 y t_2 puede ajustarse con independencia uno del otro, eligiendo valores apropiados de $R1$ y $R2$. Para el circuito representado en la figura 1, cuando la tensión de referencia es de -6 V, la anchura del impulso viene dada por

$$t = 0{,}8\ CR,$$

donde t viene expresado en segundos, C en faradios y R es la resistencia en ohmios del resistor ($R1$ ó $R2$) a través del cual se descarga y carga la capacidad C durante el impulso en cuestión. En el circuito representado en la figura 2, la expresión correspondiente (también para una tensión de referencia de -6 V) es:

$$t = 0{,}45\ CR$$

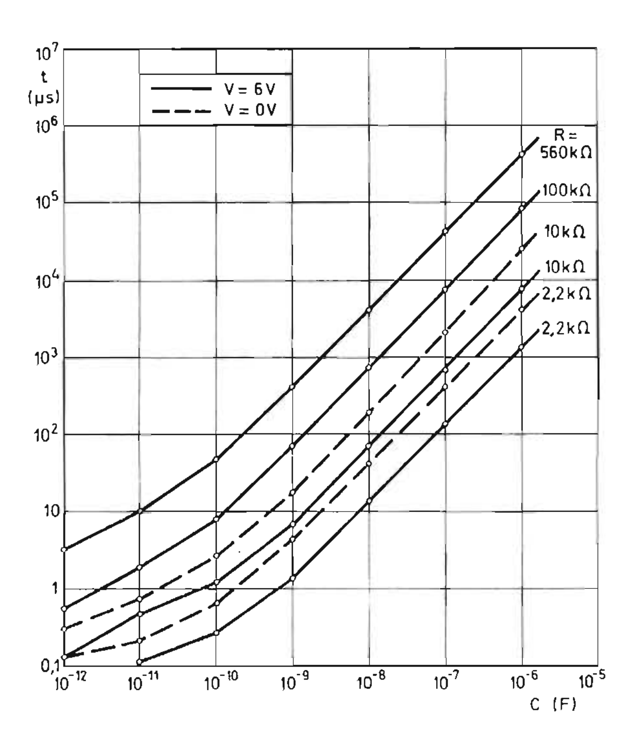


Fig. 4. Anchura del impulso medida en el circuito de la figura 1 en función de la capacidad C, con la resistencia total $R_1 + R_2$, y la tensión de referencia V_{ref} como parámetros. Las medidas se han efectuado con valores iguales de R_1 y R_2, de forma que los impulsos en ambas salidas son de igual duración, $t_1 = t_2 = t$.

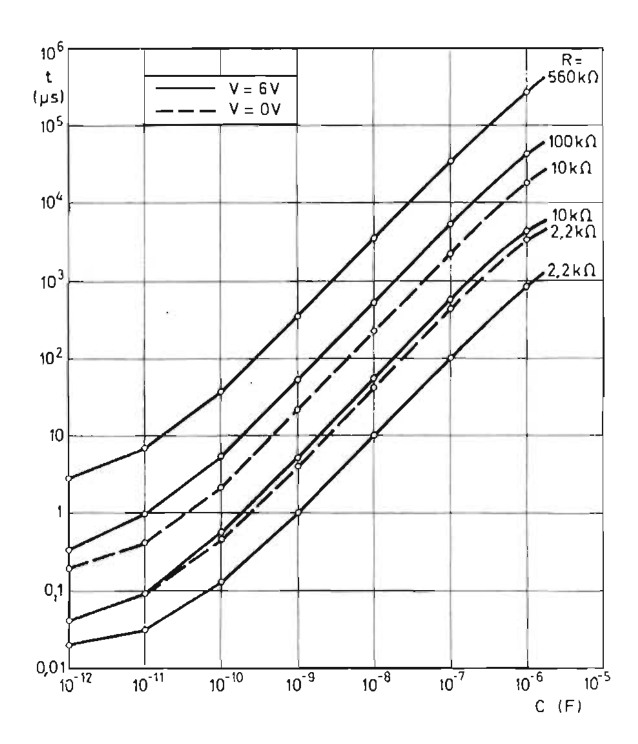


Fig. 5. Anchura del impulso medida en el circuito de la figura 2 en función de la capacidad C, con la resistencia total $R_1 + R_2$ y la tensión de referencia V_{ref} como parámetros. Las medidas se han efectuado con valores iguales de R_1 y R_2, de forma que los impulsos en ambas salidas son de igual duración, $t_1 = t_2 = t$.

Si $R1$ y $R2$ son iguales (haciendo $t1$ y $t2$ iguales), la frecuencia más elevada que se puede obtener en el circuito representado en la figura 1 es de 4,5 megahertzios y en el que representa la figura 2, unos 16,5 megahertzios.

Condensador

El valor satisfactorio menor de C que puede tomarse es de 10 pF; por debajo de este valor, otros factores, tales como la capacidad de los diodos, adquieren creciente significación. Si se usa un condensador electrolítico, debe ser del tipo bipolar con una corriente de fuga despreciable.

Influencia de la temperatura

Para ambos circuitos, la variación de frecuencia en función de la temperatura es de +1,5 % por grado C aproximadamente.

Tensión de referencia

Disminuyendo la tensión de referencia de 0 V a −6 V se produce un incremento triple en frecuencia, lo cual puede ser aprovechado en otros aspectos; se puede utilizar para controlar la frecuencia en circunstancias en las cuales la temperatura ambiente pueda variar dentro de un amplio margen.

Variación de la frecuencia con la tensión de alimentación

Dentro de los límites ordinarios de variación en la tensión de alimentación, una variación en dicha tensión produce una variación similar en la frecuencia; es decir, el grado en que la tensión de alimentación afecta a la frecuencia es del orden del 1 % de cambio en frecuencia para cada 1 % de variación en la tensión de alimentación.

$$\Delta f = f\, \Delta V_S / V_S$$

Esta característica se mantiene tanto para la tensión de alimentación positiva como negativa.

ACOPLAMIENTO DE TTL
CON GRL111 Y GRL101

Los circuitos integrados, el transmisor GRL111 y el emisor GRL101, proporcionan un sistema de interconexión económico y compatible con TTL, con elevada inmunidad a ruido y capaz de transmitir información hasta 2 MHz a través de un cable de 6 m (o a una frecuencia inferior, a través de cables más largos). En este artículo se dan las pertinentes recomendaciones para operar con el GRL101 y el GRL111 en distintas aplicaciones, y se indican unas reglas prácticas que minimizarán la interferencia de ruido en el sistema.

Introducción

En muchos sistemas lógicos, es necesario transmitir datos desde una parte de un equipo digital a otra, a través de un medio que puede ser eléctricamente hostil y, al mismo tiempo, es menester realizar dicha transmisión con la máxima velocidad. Estas dos exigencias muchas veces son contrapuestas.

La interferencia eléctrica puede ser producida por casi todos los dispositivos eléctricos y tiene componentes en todo el espectro de frecuencia. Los componentes de ruido más importantes son de frecuencia nula (c.c.), 50 Hz (frecuencia de alimentación), y armónicos de 50 Hz. Las fuentes de esta interferencia son los circuitos de retorno a masa y la radiación directa del equipo alimentado a partir de la red, incluidos los cables.

Otras formas de ruido son las interferencias por impulsos parásitos producidos por acoplamiento con circuitos similares próximos y circuitos de conmutación de potencia próximos.

Una amplia gama de sistemas digitales se realizan con circuitos integrados de lógica transistor transistor (TTL). Estos circuitos tienen un margen de ruido apropiado si operan dentro de los límites de un equipo, pero en muchos casos el margen de ruido no resulta adecuado para la interconexión de un equipo a otro. Un circuito de conexión que acople dos sistemas realizados con TTL debe poseer una elevada inmunidad a ruido.

Descripción general

La figura 1 representa el circuito de interconexión consistente en un transmisor GRL111 y un receptor GRL101 interconectados por medio de una línea equilibrada (un par de conductores entrelazados o una línea doble).

La excitación de salida del transmisor se puede representar por una fuente de corriente conmutada, controlada por los niveles de conmutación normalizados de los circuitos TTL. El receptor convierte las señales diferenciales en niveles TTL y proporciona ambas salidas, directa e inversa.

En el transmisor, la corriente de valor nominal 14 mA se conmuta de la salida A a la B y viceversa, como respuesta a las señales TTL en la entrada. Esto produce una corriente diferencial, en la línea, de 14 mA.

La señal generada se propaga por el cable hasta el final, donde acaba correctamente en una terminación diferencial. Dado que la mayoría de los cables diferenciales que se emplean actualmente tienen una impedancia característica de unos 100 Ω, el GRL111 y el GRL101 se han desarrollado para usarlos con dichos valores.

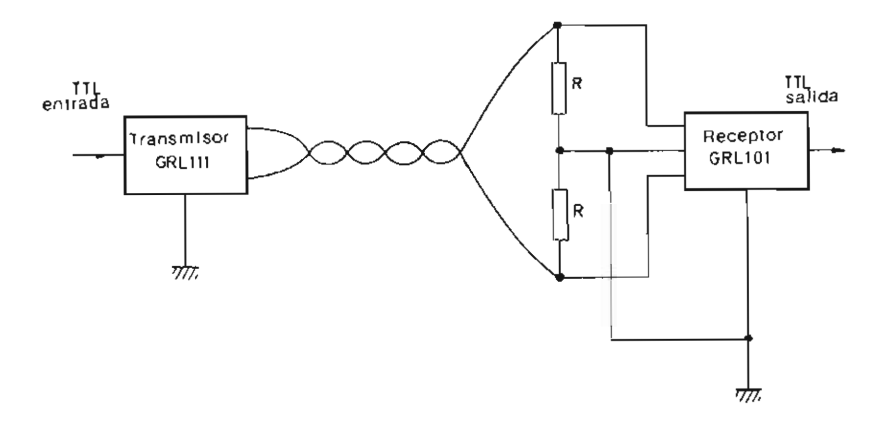


Figura 1. Sistema de interconexión simple

Un sistema terminado correctamente permite la máxima velocidad de operación. La velocidad está limitada por el retardo de propagación t_d del cable (hasta 6,5 ns por metro de cable) y el retardo de propagación del circuito situado en los extremos del cable.

La corriente diferencial en el cable produce una señal de tensión diferencial en la terminación que es convertida por el receptor GRL101 a niveles compatibles con TTL.

La gran ventaja del sistema de interconexión equilibrado consiste en que prácticamente todo ruido de interferencia afecta por un igual a ambos conductores de la línea equilibrada y aparece como una señal de modo común. El circuito se ha diseñado de tal modo que proporcione un buen rechazo de modo común.

Además de las entradas diferenciales, el receptor tiene otras dos entradas:

1) *Una entrada de inhibición*
Es una entrada TTL y la aplicación del nivel cero voltios en ella determina que las salidas pasen a un estado complementario preestablecido. La entrada de inhibición anula la influencia de las entradas diferenciales sobre la salida del circuito.

2) *Una entrada de anulación*
Es una entrada especial que permite poner las salidas en un estado predeterminado en el caso de que la entrada diferencial se desconecte por cualquier razón. El estado de las salidas en esta condición es el mismo que existiría si el circuito estuviera inhibido. Esta entrada anula el efecto de la entrada de inhibición y las diferenciales. El empleo de este tipo de entrada se describe en la página 64.

Ruido

El sistema de interconexión descrito proporciona un buen resultado en un ambiente eléctricamente ruidoso, con una velocidad de propagación limitada sólo por el retardo de propagación del cable y de los circuitos.

En este apartado se examinan las diversas formas de ruido que se presentan en el sistema de interconexión y cómo reacciona éste ante ellas.

Ruido en el plano de masa

En cualquier sistema conectado eléctricamente es posible que aparezca una tensión entre planos de masa separados del sistema. Los principales componentes de este ruido son de frecuencia nula (corriente continua) y de 50 Hz (frecuencia de alimentación local). Estas tensiones de ruido son atribuibles a:

1) la impedancia finita entre el punto al que se refiere la señal entrada/salida y el punto del equipo donde se realiza la conexión principal de tierra;
2) la impedancia finita en las conexiones a tierra entre dos equipos interconectados, y
3) acoplamiento entre las principales conexiones de alimentación y los sistemas interconectados a tierra.

En la figura 2, V_N representa la tensión entre dos planos de masa. Fluirá una corriente circulante que depende del valor de los resistores terminales y de la impedancia efectiva en c.c. de la línea. Las frecuencias son tales que el tiempo de propagación entre los dos sistemas resulta despreciable en comparación con los tiempos de subida y bajada de la señal de ruido, y el

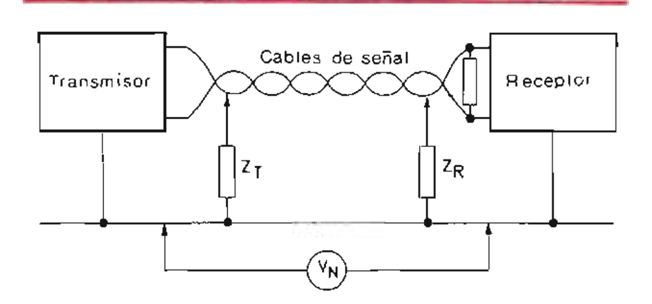


Figura 2. Introducción de ruido en el plano de masa

cable presenta una impedancia igual a su resistencia en c.c. Así pues, la tensión de ruido que aparece como señal de modo común en el transmisor viene dada por:

$$V_{NT} = \frac{Z_T}{Z_T+Z_R} \cdot V_N \qquad \ldots(1)$$

y en el receptor por

$$V_{NR} = \frac{Z_R}{Z_T+Z_R} \cdot V_N \qquad \ldots(2)$$

donde Z_T y Z_R son las impedancias de modo común que se presentan en los terminales de transmisión y recepción del cable, respectivamente.

En el esquema que muestra la figura 1, $Z_T = \infty$ y Z_R es igual a una cuarta parte del valor de la impedancia del terminal diferencial (es decir, las dos mitades de la impedancia del terminal en paralelo). Por lo tanto en una primera aproximación, el total de V_N aparece en el transmisor y no en el receptor.

Por consiguiente, el transmisor se ha de diseñar para soportar el total de la tensión V_N. El transmisor GRL111 está calculado para funcionar con un mínimo de ± 6 V (12 V pico a pico) en todo el margen de temperatura y de variaciones de tensión de alimentación. Esto proporciona, en la mayoría de aplicaciones, el adecuado margen de ruido sin especiales precauciones.

Para sistemas en los cuales ese valor de ruido no se considere suficiente, es menester tomar las siguientes precauciones:

1) minimizar la impedancia desde la masa del cable de señal de entrada a la masa principal,
2) minimizar la impedancia de masa entre los dos equipos,
3) evitar las corrientes circulantes en el retorno a masa del sistema,
4) no aproximar demasiado el recorrido del cable de alimentación principal al cable de conexión a masa, y
5) usar, si es posible, cable trenzado de gran sección en las conexiones a masa.

Aunque la anterior exposición se refiere a dos frecuencias de ruido especiales (c.c. y 50 Hz), el razonamiento se aplica igualmente a frecuencias más elevadas. La frecuencia límite es aquella para la cual el tiempo de propagación a lo largo del cable constituye una parte importante del período del ruido, y se puede expresar, aproximadamente, por:

$$f = 1/(4kd) \qquad \ldots(3)$$

donde k es la velocidad de propagación de la señal en el cable y d es la longitud del cable. Con esa frecuencia, la longitud del cable equivale eléctricamente a 1/4 de la longitud de onda (λ) de la señal de ruido.

Para las frecuencias antes consideradas, es fácil comprender que las ecuaciones 1 y 2 se aplican igualmente al ruido inducido en el cable de interconexión. Por consiguiente, en dicho caso el ruido se presentará totalmente en el transmisor.

Ruido de modo común inyectado dentro de la línea

Por lo general, el cable tiene un blindaje electrostático que constituye una protección total para minimizar la captación directa.

Hemos examinado el ruido del plano de masa y hemos incluido en dicho estudio general todas las frecuencias de ruido inferiores a f en la ecuación $f = 1/(4kd)$, donde el comportamiento del cable se puede considerar distinto al de una línea de transmisión. Frecuencias de ruido más elevadas no se pueden tratar de un modo tan simple. Las frecuencias de ruido que satisfagan la fórmula aproximada

$$f > 1/(4kd) \qquad (4)$$

aparecerán en los extremos del cable de un modo que depende de las impedancias de terminación y de la distribución del ruido en el cable.

En el caso sencillo en que el ruido se inyecta en el centro de la línea, las impedancias más importantes pueden representarse por el sistema que se ilustra en la figura 3. La tensión V_T que aparece en un terminal Z_t, como resultado de una tensión V_C en un cable de impedancia característica Z_0, viene dada por la ecuación de reflexión

$$V_T = 2Z_t/(Z_t+Z_0) \qquad \ldots(5)$$

donde Z_t y Z_0 son las impedancias de modo común de la terminación y la impedancia característica del cable, respectivamente.

En el sencillo caso, representado en la figura 1, donde $Z_T = \infty$ y $Z_R = 25\ \Omega$ (el terminal diferencial aconsejable para el acoplamiento del sistema es 100 Ω), la tensión de ruido en el receptor es

$$V_{TR} = \frac{50}{25+175} \cdot V_c = V_c/4.$$

La impedancia característica Z_0 considerada, de 175 Ω para el cable, constituye un factor real en los cables prácticos.

En el transmisor, la tensión de ruido es

$$V_{TT} = 2V_c.$$

Por lo tanto la relación entre el ruido en los dos extremos del cable es de 8:1; el mayor valor corresponde al transmisor.

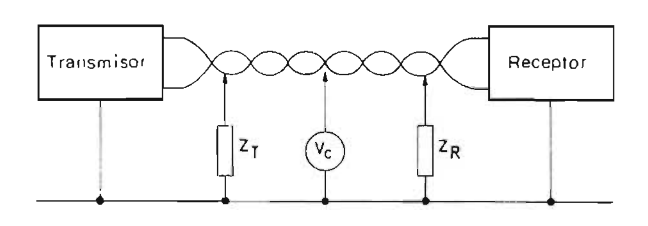


Figura 3. Introducción de ruido en la línea

En la anterior exposición se ha partido de los siguientes supuestos:

1) el ruido de modo común que aparece en el cable se atenúa rápidamente, por lo cual las reflexiones debidas a terminaciones de modo común imperfectas no se han de tener en cuenta. Se ha demostrado experimentalmente que es mínima la influencia de la terminación de modo común en el ruido que aparece en el otro extremo del cable, para una longitud de 6 metros de cable multiconductor.
2) el ruido se puede considerar inyectado en el centro del cable.

El transmisor GRL111 se ha desarrollado para aceptar un mínimo de 12 V pico a pico de ruido de modo común en sus entradas. Por consiguiente, el montaje que muestra la figura 1 constituye un sistema de interconexión muy útil, en el cual la inmunidad a ruido del transmisor y del receptor resultan compatibles.

En el caso de ambientes excepcionalmente ruidosos, la inmunidad a ruido del sistema básico de interconexión se puede mejorar aplicando el sistema que representa la figura 3. La impedancia de la terminación de modo común en el transmisor, en lugar de ser infinita está forzada a tener un valor igual a la impedancia característica del cable. La tensión de ruido en el transmisor en dicha situación es, a partir de la ecuación de reflexión:

$$V_{TT} = \frac{2Z_0}{Z_0+Z_0} \cdot V_c = V_c. \qquad \ldots(6)$$

Por lo tanto, con una terminación de modo común en el transmisor, la inmunidad a ruido para alta frecuencia de ese extremo del cable queda mejorada en un factor de 2 con respecto al sistema simple de interconexión.

Un método práctico para conectar una terminación de modo común se representa en la figura 4. La impedancia de modo común Z_0 ($\simeq$ 175 Ω) se acoplará mediante los dos resistores en paralelo, de modo que R = 330 Ω (valor más próximo preferible). La impedancia que se presenta diferencialmente a la línea ($2R$ = 660 Ω) es mucho más elevada que la impedancia diferencial (unos 100 Ω) del cable y por consiguiente no influye significativamente en la señal diferencial. El condensador C se inserta para que la terminación de modo común no modifique la inmunidad a ruido de baja frecuencia. Un valor de 100 nF resulta adecuado para su aplicación a cables hasta 150 m de longitud. Para cables más largos, la frecuencia para la cual el cable resulta eléctricamente largo decrece inversamente a la longitud del cable. El condensador C, por consiguiente, se ha de incrementar proporcionalmente (es decir, en 200 nF para cada 300 m).

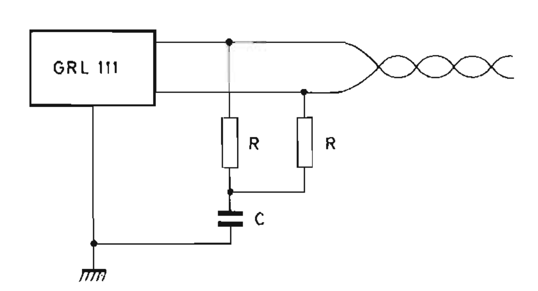


Figura 4. Terminación práctica de modo común
$R = 2.Z_0$

Para aprovechar plenamente la inmunidad a ruido mejorada en el extremo del transmisor del cable es necesario introducir una correspondiente mejora en el extremo de recepción del cable. Dicha mejora se ha realizado mediante el sistema de atenuación representado en la figura 5. Una mejora en la entrada de ruido de

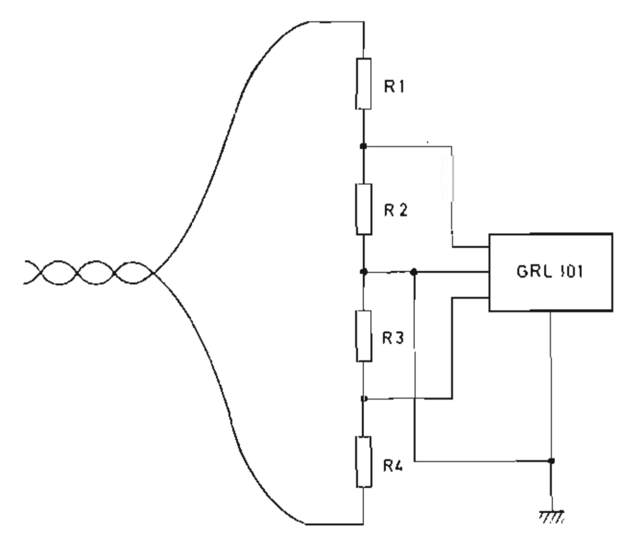


Figura 5. Atenuador diferencial
$R_1 = R_4$ $R_2 = R_3$
$R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = Z_{dif}$ (impedancia diferencial de cable)

modo común efectivo en el receptor en la relación 3:1 se consigue con los siguientes valores de resistor:

$$R1 = R4 = 33\ \Omega$$
$$R2 = R3 = 18\ \Omega\ .$$

En la construcción de atenuadores de dicho tipo es menester usar componentes de pequeña tolerancia; se aconsejan resistores del 1 %. Ello se debe a que puede presentarse una señal efectiva diferencial en los terminales del receptor, debido a la influencia de la señal de modo común en las tolerancias diferenciales de la red del atenuador. Este fenómeno se expone más ampliamente en la página 65.

Circuito transmisor

El circuito del transmisor GRL111 se representa en la figura 6. El circuito se puede dividir en cuatro partes a efectos de su descripción:

1) circuito de entrada, *TR1* a *TR7* y *D1* a *D3*,

Figura 6. Transmisor GRL111

2) circuito de salida *TR10* y *TR13* con los componentes de protección para sobretensión *D6* a *D9*,
3) red de desplazamiento de tensión y de división de fase *TR8*, *TR9*, *TR11*, *TR14* a *TR16* y *D4*, *D5*, *D10*, *D11*,
4) circuitos del generador de corriente y de polarización *TR12*, *TR17*, *TR19*, *D12* a *D19*.

Sección de entrada

El transmisor está concebido principalmente para usarlo conjuntamente con circuitos TTL. Es preferible, por consiguiente, que las características de la entrada del transmisor sean iguales a las de una puerta de tipo TTL. Una puerta normal TTL (fig. 7) tiene una etapa de entrada consistente en un transistor de entrada *TR1–4* cuyo colector está directamente acoplado a un par de transistores (*TR5*, *TR6*) en cascada. El primer transistor de este par forma el divisor de fase, mientras que el segundo es el transistor de salida. La parte equivalente en el transmisor (fig. 6) es *TR1–4* y el par Darlington *TR5*, *TR6*. El punto de transición (tensión de umbral) para el circuito de entrada en ambos montajes es aproximadamente de los 2 V con respecto a masa. De esta forma, la corriente de entrada y el punto de conmutación del circuito de transmisión son idénticos a las características de la puerta standard TTL.

Los diodos del *D1* al *D3* se incluyen en el transmisor para limitar la tensión del colector de *TR5* y *TR6* a 3 V cuando éstos no conducen. Los colectores estarán en estado bajo cuando todas las entradas estén en estado alto ($V_e > 2$ V), y entonces el valor de la tensión en los colectores de *TR5* y *TR6* (y por consiguiente en el emisor de *TR7*) será 2 V. El nivel de tensión en el emisor de *TR7* es 1 V más bajo que el de los colectores de *TR5* y *TR6* y los límites de su variación se encuentran, por consiguiente, entre masa y 2 V por encima de masa.

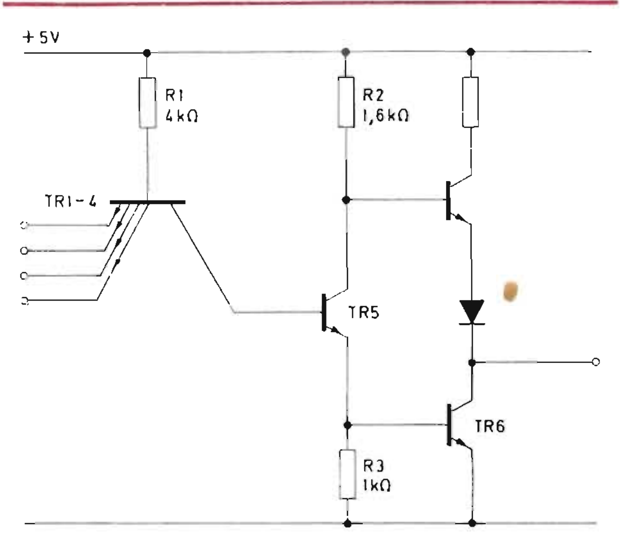


Figura 7. Puerta NO-Y de tipo TTL

Circuito de salida

Se emplea una etapa de salida con un par diferencial cuya resistencia común de emisor es un generador de corriente. Este montaje permite que las bases del par diferencial se aproximen (en tensión) a la alimentación negativa, y de ahí que admita la máxima variación de tensión en los colectores.

La elección de una etapa de salida constituida por un par diferencial se basa en dos exigencias:

1) una impedancia de salida constante en el margen de ruido total y en ambos estados de salida,
2) la necesidad de minimizar el retardo entre la conmutación de las dos salidas.

Ambos factores minimizan la señal de ruido diferencial que aparece en el receptor. Puesto que un par diferencial es un circuito de corriente constante, también minimiza los impulsos parásitos de interferencia en la alimentación negativa.

Si la impedancia de salida no es idéntica en ambas salidas, entonces el ruido de modo común que llega al transmisor se refleja de modo desigual en las dos líneas. La desigualdad es realmente una señal de ruido diferencial.

El potencial de base de los transistores de salida se escoge 2 V más positivo que la tensión negativa y esto está determinado por la red de polarización y el montaje de desplazamiento de tensión que más adelante se describen. En las partes equilibradas del circuito, se aprovecha el hecho de que el regulador de tensión y los diodos normales tienen características y densidades de corrientes muy similares, cuando están integradas en una pastilla monolítica. Aunque para bajas temperaturas la tensión de saturación de estos dispositivos resulta muy inferior a 1 V, para temperaturas altas, la tensión de saturación se incrementa y la V_{BE} se reduce. Por esto, a temperaturas elevadas, el generador de corriente al estar saturado, puede ayudar a evitar el embalamiento térmico reduciendo la corriente de salida. Puesto que el circuito de salida es excitado en contrafase, una salida diferencial puede todavía existir, incluso a temperaturas elevadas, aunque la componente de modo común será mayor y la corriente de salida menor.

La ruptura por tensión de los dispositivos de salida, originada por tensiones en la línea en el sentido positivo se evita empleando cuatro diodos, del *D6* al *D9*. En el sentido inverso, la protección se consigue por la conducción directa de la unión colector-base y la baja impedancia del circuito de la base.

Circuitos de desplazamiento de tensión y división de fase

La salida del circuito de entrada, que está referida al terminal de masa, ha de ser convertida por el circuito de desplazamiento en una señal de entrada para el circuito de salida, que está referido al terminal negativo. Ese montaje proporciona la máxima inmunidad a ruido alcanzable con un terminal negativo determinado. La elevada inmunidad a ruido se consigue debido a que la señal de excitación de la salida está referida a dicho terminal, y las variaciones de la alimentación influyen muy poco en el funcionamiento del circuito de salida.

El circuito de desplazamiento por medio de *D4* desvía 5 a 6 V negativos los niveles lógicos en la salida de *TR7*. Este nuevo nivel se compara en las entradas del par diferencial formado por *TR9* y *TR14* con una caída de tensión similar en *D11*, a partir de una potencial de referencia de 1 V por encima de masa. El par diferencial tiene un generador de corriente formado por *TR15*, lo cual se aprovecha en los colectores para proporcionar una variación lógica de medio voltio. Esta variación lógica es desplazada por medio de los seguidores de emisor *TR8*, *TR16* y los diodos zener *D5*, *D10* para excitar la base de la etapa de salida *TR10*, *TR13* en contrafase.

Controlando la tensión en la base del seguidor de emisor *TR11* con relación al terminal negativo, la máxima excursión positiva de las bases de la etapa de salida se controla en relación con dicho terminal. Las tensiones de zener son tales que los transistores del par diferencial *TR9* y *TR14* no se saturan para un amplio margen de tensión negativa ($> \pm 10\ \%$).

Para evitar una excesiva corriente a través de la red de desplazamiento de tensión en las bases de los transistores de salida, cuando se desconectan los terminales de salida, se inserta un resistor *R7* adicional. El funcionamiento de ese montaje es el siguiente.

Si la corriente en la base de *TR10* y *TR13* se incrementa, ocasionalmente puede provocar la saturación de *TR11*. Este transistor, por su parte, originará que la tensión en la unión de *R14* y *D15* disminuya mucho. El valor de *R7* se calcula de modo que la disipación de la pastilla, cuando los terminales de salida hayan sido desconectados, sea menor que cuando opera normalmente.

Circuito receptor

El circuito que se representa en la figura 8 se puede dividir en cuatro partes:

1) la etapa de entrada conectada a la línea formada por *TR14*, *TR16* y los circuitos fijadores que comprenden *D6*, *D7* y *TR15*,
2) la etapa de salida compatible con TTL formada por *TR9* a *TR13* y *D5*, y *TR17* a *TR20* y *D8*,
3) la etapa de entrada de inhibición que comprende *TR4* a *TR8* y *D4*,
4) la etapa de entrada de anulación y el generador de corriente biestable que comprende *TR1* a *TR3* y *D1* a *D3*.

Etapa de entrada conectada a la línea

La etapa de entrada conectada a la línea consiste en un par diferencial *TR14* y *TR16*, cuyas salidas excitan directamente las etapas de salida compatibles con TTL. Para tener un retardo de propagación mínimo, se emplean los circuitos fijadores (*TR15*) que evitan la saturación de los transistores de la etapa de entrada. Esos fijadores son del tipo seguidor de emisor para minimizar las corrientes estacionarias y para proporcionar un nivel de fijación de 1 voltio.

El circuito de entrada puede admitir tensiones de modo común hasta ($2\ V - V_{codo}$) en sentido positivo y mayores en sentido negativo sin que se afecten las salidas.

Circuitos de salida

Una etapa de salida en TTL requiere que en el estado bajo se emplee un transistor saturado mientras que en el estado alto el nivel de salida se determina por una caída de 2 V positiva. Esa condición se presenta en el circuito que comprende *TR9* a *TR13*, *D5*, y *R11* a *R14*.

Los transistores *TR11* y *TR13* forman una puerta O en lógica positiva y el inversor necesario para excitar la etapa de salida formada por *TR9* y *TR10* en un montaje de carga variable (*totem-pole*). El resistor *R11* limita la corriente a la salida cuando ésta se encuentra en estado alto. La función de *TR12*, *R12* y *R13* requiere una breve exposición. Cuando la entrada al inversor (*TR11*, *TR13*) es alta, la unión base-emisor de *TR10* está polarizada directamente y éste se satura. Debido a la caída de tensión V_{BE} en *TR10* existe suficiente flujo de corriente en *R13* para provocar la saturación de *TR12*. Cuando la entrada inversora cambia al estado bajo, la carga almacenada en *TR12* resulta suficiente

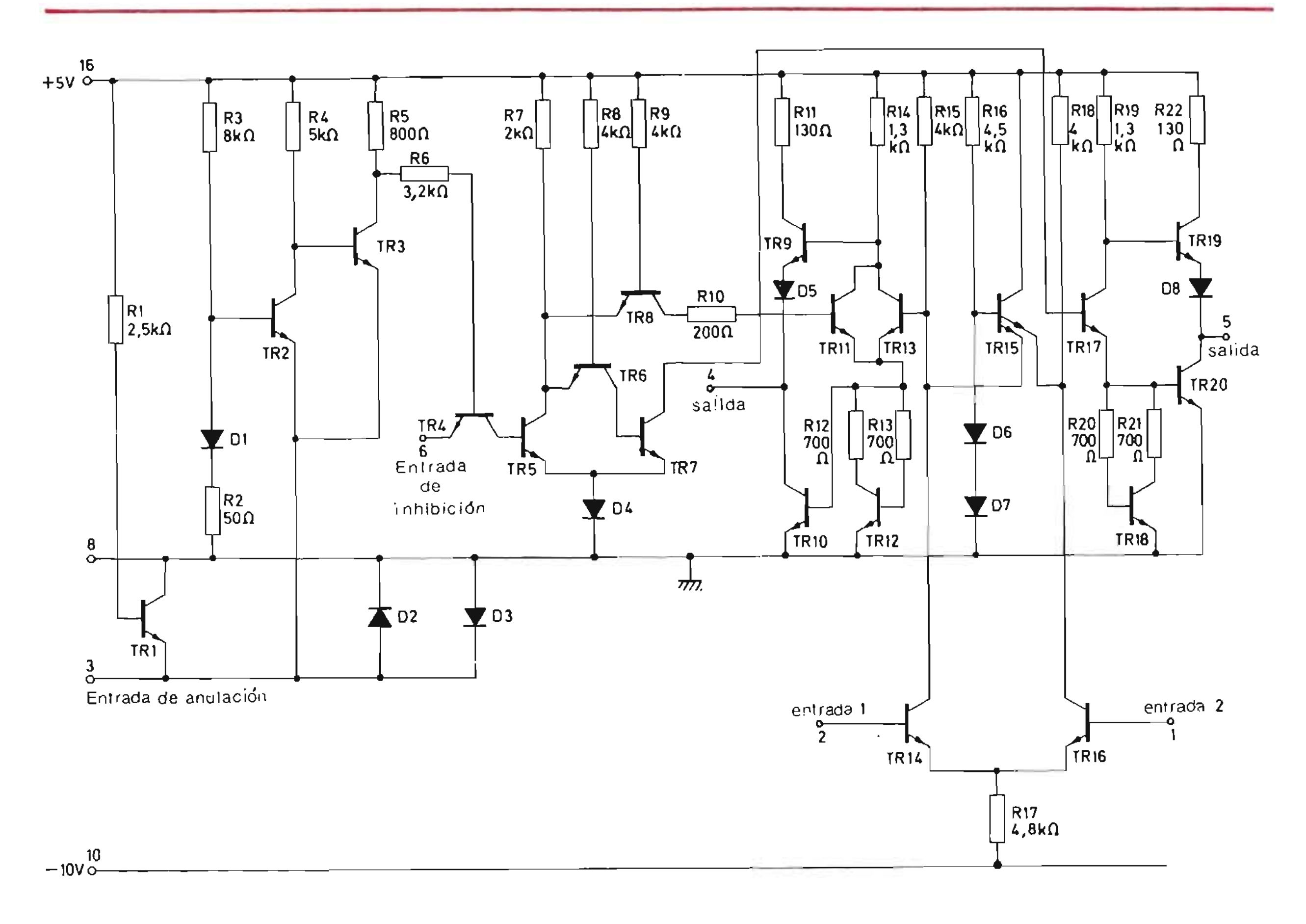


Figura 8. Receptor GRL101

para desconectar *TR10* antes de que suba la tensión del colector de *TR12*. Este montaje permite que la entrada al inversor tenga su punto de operación en 2 V en lugar de reducirse a 1 V que es lo que se necesita para el circuito normal de salida TTL.

Etapa de entrada de inhibición

Los resistores *R5* y *R6* conjuntamente proporcionan el resistor normal de 4 kΩ para la base del transistor *TR4* de entrada TTL. Los transistores *TR5*, *TR6* y *TR7* constituyen un divisor de fase para excitar los estados de salida en contrafase. El diodo *D4* proporciona la diferencia de tensión de 1 V, necesaria para conseguir en la entrada de inhibición su adecuada característica de entrada TTL.

Una de las exigencias del circuito consiste en que el retardo de propagación entre la entrada de inhibición y la entrada de las dos etapas de salida sea igual para ambos flancos de la señal de inhibición, el positivo y el negativo. Puesto que la señal de inhibición de una etapa de salida atraviesa un inversor, es menester retardar la otra. Esa es la razón por la cual se incluye el resistor *R10*.

Entrada de anulación y generador de corriente biestable

En muchas aplicaciones resulta conveniente que el receptor sea conmutado a un estado determinado con independencia de las señales en las otras entradas, si el transmisor no recibe tensión, o las entradas de información se encuentran desconectadas. En tales circunstancias el circuito anulador asegura que la salida 1 vaya al estado alto y la salida 2 al bajo. Esa ventaja puede aprovecharse o no, según criterio del diseñador del sistema lógico.

Si se emplea la entrada anuladora, ésta debe conectarse al terminal central de la terminación diferencial y actúa como una masa virtual. La corriente total de la

línea, entonces, fluye hacia ese punto y se mide para determinar cuál de los dos niveles está por encima o por debajo. Uno de los niveles (2 mA nominales) se emplea cuando la corriente de línea cae, a partir de su valor fijo, a cero; el otro (6 mA nominales), cuando sube, a partir de cero, a su estado fijo. Los dos niveles se eligen para dar el máximo margen de ruido en cada estado (abierto o cerrado).

Cada uno de esos dos niveles será diferente para cada muestra de este circuito, por lo tanto, si se supone que la corriente de línea decrece a partir de su valor nominal, ningún circuito conmutará al estado definido hasta que la corriente de línea no haya caído por debajo de 2,5 mA. Sin embargo, la corriente ha de caer por debajo de 0,5 mA para asegurar que todos los circuitos han conmutado. De igual manera cuando la corriente aumenta todos los circuitos permanecen en el estado definido hasta 3,5 mA, y todos habrán conmutado a la condición normal de funcionamiento con una corriente de entrada de 8,5 mA.

El circuito anulador está formado por *TR1* a *TR3* y *D1* a *D3*. En funcionamiento normal, la corriente de línea total es alimentada al punto 3 y desde allí principalmente a través de *TR1* a masa. En esas condiciones, *TR1* está saturado, y el punto 3 está a la tensión V_{CEsat} de *TR1* por debajo del terminal de masa. La polarización en la base de *TR2* pasa a un valor nominal (1 V + 50 mV) por medio de la red *R2*, *R3* y *D1*. Así, en condiciones normales de funcionamiento, *TR2* conduce y se satura, y *TR3* por consiguiente se corta. La tensión en el colector puede subir a un valor dependiente de la entrada de inhibición (terminal 6).

Si en dicho momento se reduce la corriente total de la línea gradualmente, la tensión en la entrada anuladora permanecerá esencialmente constante hasta que la corriente de entrada sea igual a la corriente determinada por *R4* que fluye hacia el punto de anulación a través *TR2*. Si la corriente de entrada se reduce por debajo de este valor, la entrada de anulación, terminal 3, se hará más positiva, *TR2* dejará de conducir y *TR3* conducirá. La tensión en el colector de *TR3* descenderá a un valor bajo y por consiguiente *TR5* dejará de conducir. Esto produce un efecto igual a la señal de inhibición y sitúa la salida en el estado definido, con independencia de las señales que existan en la entrada de línea o en la entrada de inhibición.

Para que el circuito vuelva al estado normal, la corriente de entrada tiene que sobrepasar a la corriente determinada por *R5* y *R4*, la cual es mayor que la determinada sólo por *R4*.

Utilizando esta histéresis, se consigue en ambos estados un margen de ruido elevado en la entrada anuladora.

El diodo *D2* se introduce para limitar el valor de la tensión en la entrada de anulación en el sentido positivo, y el diodo *D3* lo limita en el sentido negativo al no existir la alimentación de potencia en el receptor, o bien en condiciones de ruido elevado.

Si no es necesario utilizar la entrada de anulación, se puede eliminar su efecto conectando la entrada de anulación a masa.

Red de atenuación

Es posible mejorar las características de modo común del receptor usando una red atenuadora (fig. 9), pero esto comporta reducciones en el margen diferencial de ruido, por dos razones:

1) existe una atenuación directa de la señal diferencial, y
2) las tolerancias diferenciales de los componentes de la red atenuadora provocan que las señales de modo común se conviertan en señales diferenciales.

La segunda consecuencia acentúa la necesidad de componentes de tolerancia estrecha. El siguiente cálculo para el caso más extremo demuestra ese efecto.

En el circuito representado en la figura 9, la tensión de salida V_O, desarrollada como resultado de una señal de entrada de modo común, puede expresarse por:

$$V_o = \left(\frac{Z_2}{Z_1+Z_2} - \frac{Z_4}{Z_3+Z_4}\right). V_c. \qquad \ldots(7)$$

Si suponemos una constante de atenuación nominal *A* y tolerancias de los componentes *T*, tendremos en el caso más extremo para *Z1* a *Z4*,

$$Z_1 = (A-1)(1-T)Z_N \qquad \ldots (8)$$

$$Z_2 = (1+T)Z_N \qquad \ldots (9)$$

$$Z_3 = (A-1)(1+T)Z_N \qquad \ldots (10)$$

$$Z_4 = (1-T)Z_N \qquad \ldots (11)$$

donde Z_N es el valor nominal de *Z2* y *Z4*.

Si sustituimos las ecuaciones de la 8 a la 11 en la ecuación 7, tendremos:

$$V_o = \left(\frac{(1+T)Z_N}{(A-1)(1-T)Z_N+(1+T)Z_N} - \frac{(1-T)Z_N}{(A-1)(1+T)Z_N+(1-T)Z_N}\right). V_c \quad \ldots(12)$$

que se puede simplificar en

$$V_o = \left(\frac{(1+T)}{(A-AT+2T)} - \frac{(1-T)}{(A+AT-2T)}\right). V_c. \quad \ldots(13)$$

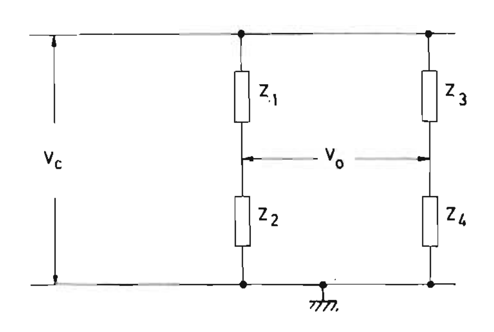


Figura 9. Red atenuadora

El valor de V_C admisible depende de la tensión de modo común V_R que aparezca en los terminales de entrada del receptor. Además, el caso más extremo es cuando *Z1* es más bajo que el valor nominal, y *Z2* más elevado que el valor nominal. De ahí:

$$V_c = \frac{(A-1)(1-T)Z_N+(1+T)Z_N}{(1+T)Z_N} \cdot V_R \quad ...(14)$$

y simplificando

$$V_c = \frac{(A-AT+2T)}{(1+T)} \cdot V_R. \quad ...(15)$$

Si sustituimos en la ecuación 13, tendremos:

$$V_o/V_R = \frac{4T(A-1)}{(A-AT+2T)(A+AT-2T)} \cdot \frac{(A-AT+2T)}{(1+T)} \quad (16)$$

y simplificando

$$V_o/V_R = \frac{4T(A-1)}{(A+AT-2T)(1+T)} \cdot \quad ...(17)$$

El valor de V_R para el GRL101 es ±0,7 V en el caso más extremo. Además, en dicho caso, el valor de V_O en la ecuación 17 se resta de la tensión de entrada diferencial atenuada V_S/A en los terminales de entrada del receptor. Si la mínima tensión de umbral garantizada es V_M, entonces, para un funcionamiento correcto del receptor, la entrada diferencial V_{IN} ha de cumplir la ecuación:

$$V_{IN} = (V_S/A) - V_o \geq V_M. \quad ...(18)$$

La tensión V_M representa la mínima entrada diferencial en el receptor para garantizar la conmutación en la salida. Sin embargo, si se necesita una rapidez más elevada de funcionamiento. V_{IN} se incrementará en unos 60 mV por encima de la mínima tensión garantizada de 40 mV para el GRL101, para tener funcionamiento seguro.

La figura 10 muestra las curvas de V_{IN} constante (ecuaciones 17 y 18), como una función de la relación de atenuación y tolerancia de resistores. Con ayuda de

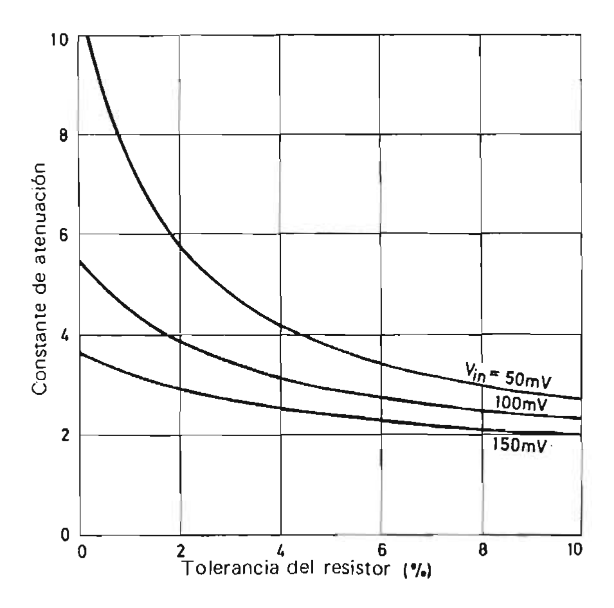


Figura 10. V_{IN} en función de la relación de atenuación y la tolerancia de los resistores
$V_S = 0{,}55$ V para el peor transmisor de la gama para el cual $I = 11$ mA y $Z_{dif} = 100\ \Omega$

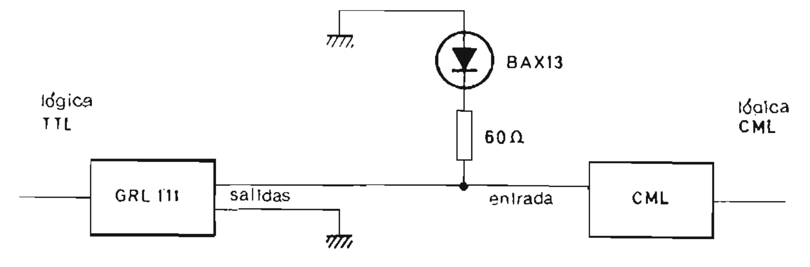


Figura 11. Acoplamiento TTL– CML

ese gráfico es posible calcular la inmunidad a ruido de modo común a partir de la ecuación 15, la cual se puede simplificar para un valor pequeño de T:

$$V_c = \pm A.V_R. \quad \ldots(19)$$

Para el GRL101, V_R=0,7V, de donde

$$V_c = \pm 0,7V \times A \quad \ldots(20)$$

$$V_c = 1,4 \times A \text{ voltios pico a pico} \quad \ldots(21)$$

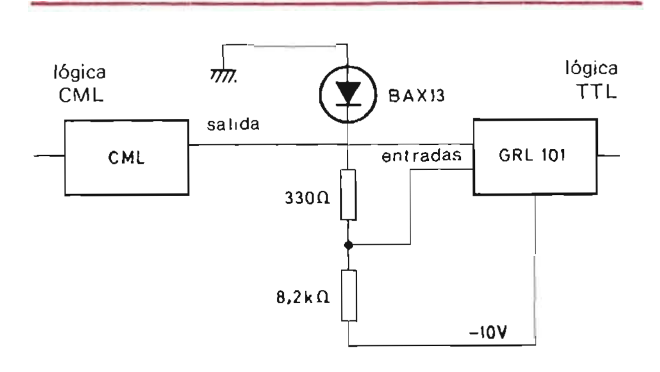


Figura 12. Acoplamiento CML–TTL

Acoplamiento con circuitos de lógica no saturada (CML ó ECL)

Los circuitos acopladores GRL111 y GRL101 se pueden emplear para acoplamiento con CML (tal como la serie GH de circuitos integrados) con un mínimo de componentes adicionales.

Acoplamiento de lógica transistor transistor (TTL) a lógica no saturada (CML ó ECL)

En el circuito representado en la figura 11, una salida del GRL111 está conectada a masa, y la otra también, a través de un diodo de silicio, por ejemplo el BAX13 y un resistor de 60 ohmios. Por consiguiente se ha introducido una caída de tensión cuyo valor máximo es 1 V por debajo de masa. En el caso de que los transmisores den una corriente mínima de sólo 11 mA, una terminación de 60 Ω proporciona una caída de 0,66 V solamente, aunque los transmisores típicos, que dan una corriente de 14 mA, producen una caída de 0,84 voltios.

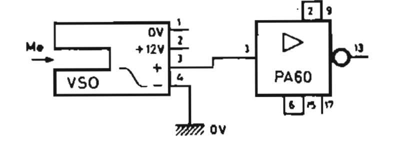
Acoplamiento de lógica no saturada (CML ó ECL) a lógica transistor transistor (TTL)

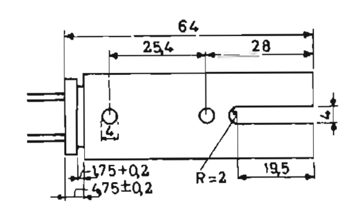
En el circuito representado en la figura 12, el GRL101 se puede emplear para convertir niveles de CML en niveles de TTL. Las entradas de la línea al receptor GRL101 han de conectarse, una con la salida del circuito CML y la otra a un punto de polarización adecuado a 1,5 V por debajo del potencial de masa. Una red de polarización adecuada que emplea un diodo de silicio BAX13 se ha representado en la figura.

VSO

DETECTOR ELECTRONICO DE POSICION

Este detector de posición está constituido por un oscilador seguido de un circuito rectificador con diodos. Este sistema permite obtener una corriente de salida continua.
El oscilador se bloquea y la tensión de salida pasa a cero, si se inserta una pieza de metal en el espacio situado entre las bobinas del oscilador.
Puede ser utilizado con un sistema de conmutación estática; la conmutación está determinada por la posición de la pieza de metal.

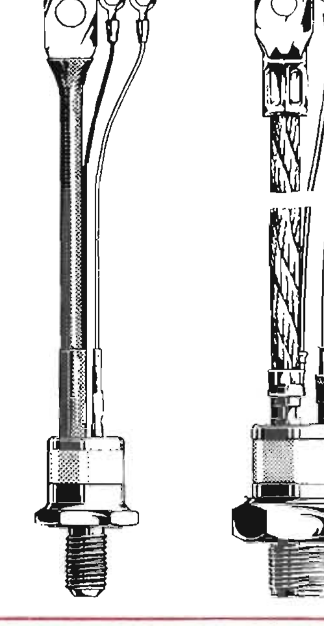




Características

Frecuencia de funcionamiento máx. . .	1.000 Hz
Temperatura de funcionamiento . . .	—20° C a +85° C
Tensión de alimentación	+12 V
Dimensiones	64×23×23 mm

NUEVA SERIE DE **TIRISTORES**
CON EXCELENTES
CARACTERISTICAS DINAMICAS
IDEALES PARA **CONTROL MOTORES**



	BTW47	BTW92	BTW24	BTW23	BTX41
J_{TAV} a 85°C	14A	20A	30A	70A	160A
J_{TSM}	220A	320A	600A	1500A	5500A
V_{RRM}	600V a 1600V				
V_{DRM}	600V a 1600V				
$\frac{di}{dt}$ máx	200A/μs	300A/μs	300A/μs	300A/μs	300A/μs
$\frac{dv}{dt}$ mín	300V/μs	300V/μs	200V/μs	200V/μs	200V/μs
Rosca	M6	M6	M8	M12	M24×1,5

DECODIFICACIÓN DE CIRCUITOS INTEGRADOS TTL CON CONMUTADORES ROTATIVOS

Existen conmutadores rotativos diseñados específicamente para decodificar una gran variedad de contadores, inclusive los montados con circuitos integrados. No obstante, si se utilizan conmutadores rotativos para decodificar circuitos integrados TTL y transferir la información a otro circuito TTL, debe seguirse un procedimiento especial, como se explicará por medio de las figuras 1 y 2.

La máxima tensión BAJA (V_{QL} máx) que aparece a la salida de los circuitos integrados TTL es de 0,4 V; la máxima tensión de entrada BAJA admisible (V_{GL} máx) es de 0,8 V. Como la caída de tensión directa V_F de los diodos (BAX17) empleados en los conmutadores rotativos es de 0,7 V, la salida del conmutador decodificador puede llegar a ser $V_{QL} + V_F = 1{,}1$ V, valor que supera la máxima tensión admisible a la entrada ($V_{GL} = 0{,}8$ V). Por tanto, no pueden utilizarse aquí conmutadores rotativos con diodos incorporados (véase figura 2). Hay varias maneras de resolver esto, algunas de las cuales se describen en este artículo.

De todos modos, debe tenerse presente que si se requieren diodos de separación se han de utilizar los del tipo de unión dorada y que se han de conectar al exterior del conmutador digital.

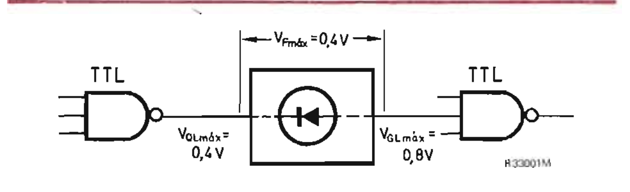


Figura 1

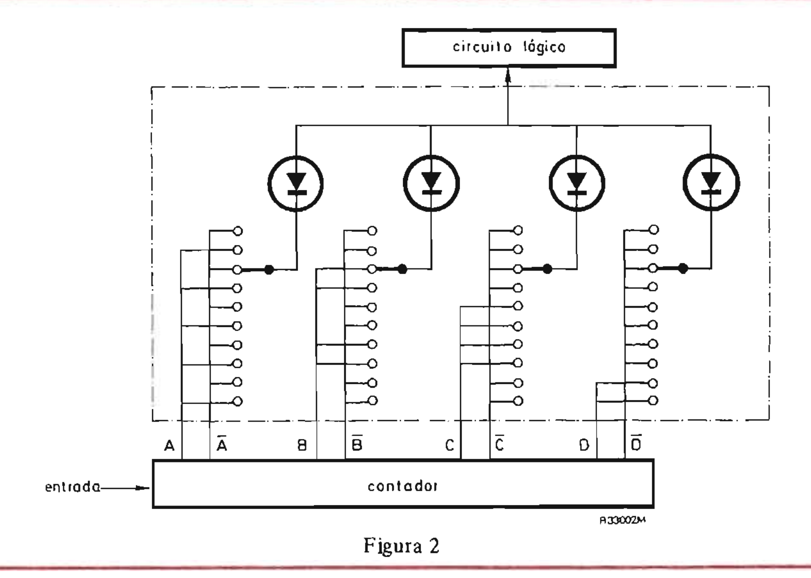


Figura 2

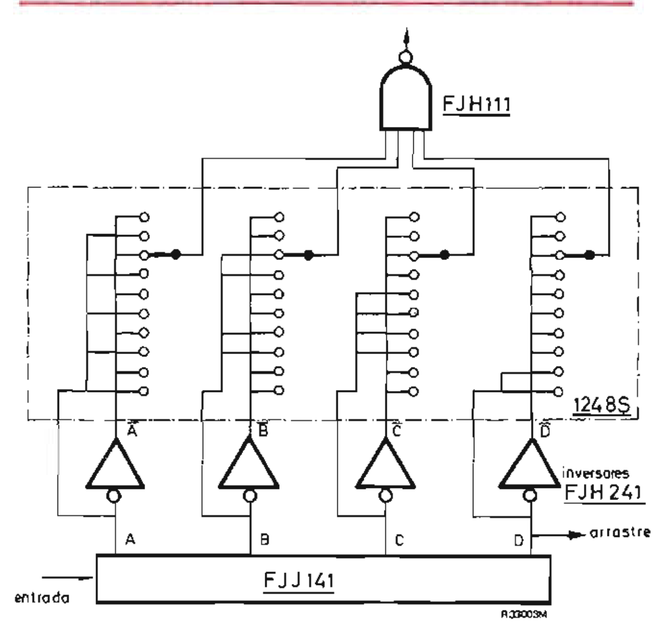


Figura 3

En un contador integrado (por ejemplo, el FJJ141) sólo se dispone de una salida por flip-flop en un terminal único de salida. Por tanto, se incluyen en el circuito cuatro inversores (por ejemplo, FJH241) para obtener las salidas complementarias del contador. Este método requiere el empleo del conmutador rotativo tipo 1248S.

Como puede observarse en la figura 3, este tipo no contiene diodos, realizando sus funciones los diodos de entrada de la puerta NAND (FJH111, por ejemplo).

Puede utilizarse el mismo diseño básico con el tipo miniatura M1248/c (igualmente con el tipo normal 1248C). No obstante, hay que observar dos diferencias:

- los contactos móviles del conmutador están conectados entre sí interiormente, de modo que sólo se requiere un terminal de entrada en el circuito TTL de carga, y
- las cuatro secciones del conmutador no están separadas por los cuatro diodos de entrada del circuito TTL de carga, de modo que deben conectarse diodos en los terminales de entrada del conmutador. Para asegurarse de que no se supera V_{GL} máx = 0,8 V, se emplean diodos de germanio de unión dorada (por ejemplo, AAZ17). Puesto que por estos diodos circula poca corriente, la caída de tensión en ellos es de 0,3 V, aproximadamente, lo cual significa que la máxima tensión de salida a nivel BAJO que aparecerá a la salida del conmutador será de 0,7 V, valor inferior a la máxima tensión admisible de 0,8 V. Los otros cuatro terminales de entrada del conmutador están también conectados al contador a través de amplificadores inversores, como indica la figura 4. En este caso, los tipos FJH241 deben ser sustituidos por el tipo FJH251.

El método indicado en la figura 5 utiliza un contador integrado (tipo FJJ141, por ejemplo) que almacena la

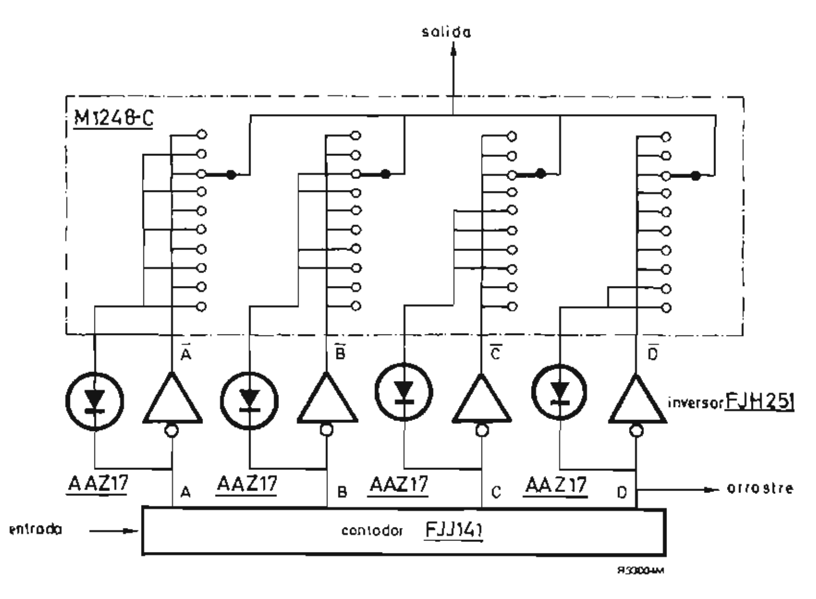


Figura 4

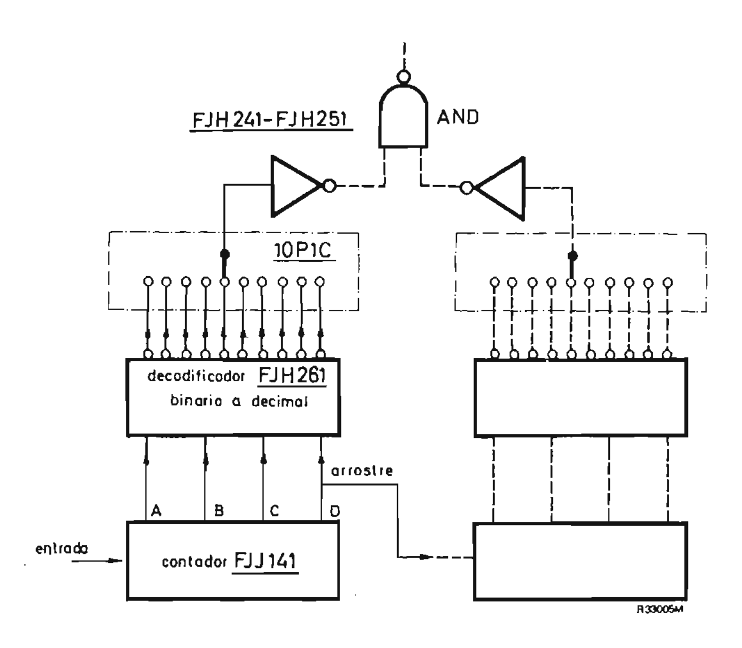


Figura 5

información que ha de ser decodificada por el decodificador decimal binario FJH261. La salida del decodificador se aplica a un conmutador rotativo de diez posiciones tipo (M) 10P1C (miniatura o normal). Después de invertir su nivel, las salidas de diversos conmutadores pueden combinarse en una función AND.

El último método descrito aquí funciona con un comparador de cuatro bits (véase en la fig. 6 el diagrama

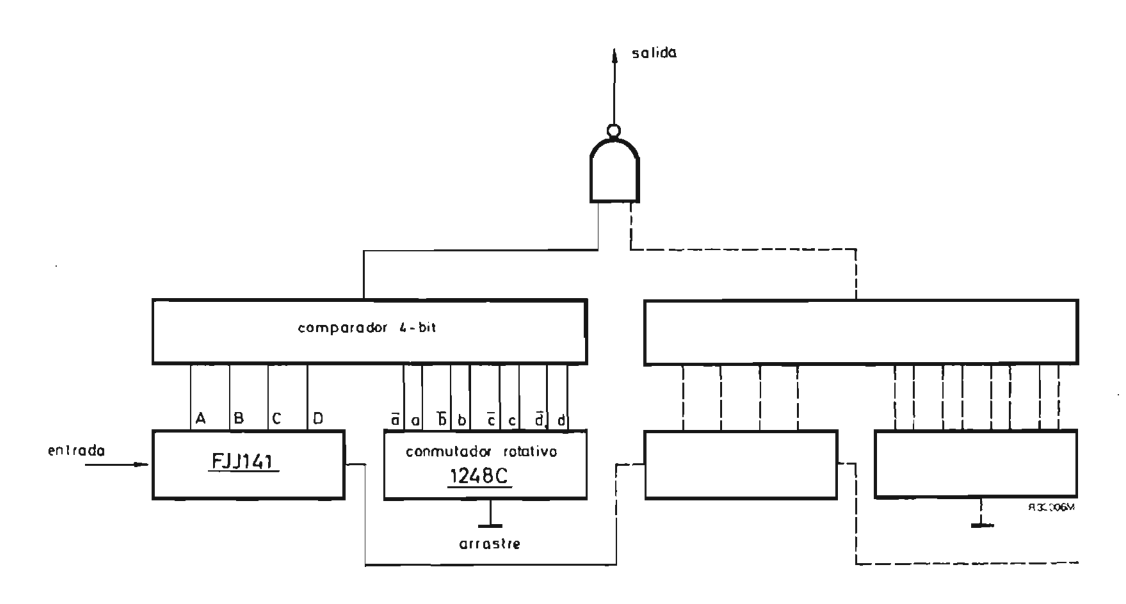


Figura 6

de bloques) que compara el contenido del contador, bit por bit, con el valor predeterminado en un conmutador binario (miniatura o normal).

El comparador puede ser un FJH271, o puede montarse con FJH231, como se indica en el circuito representado en la figura 7. En este caso, el contador y el comparador se montan tan próximos entre sí que las capacidades parásitas producidas por el cableado se reducen a un mínimo, con la ventaja de que el sistema puede trabajar a una gran velocidad.

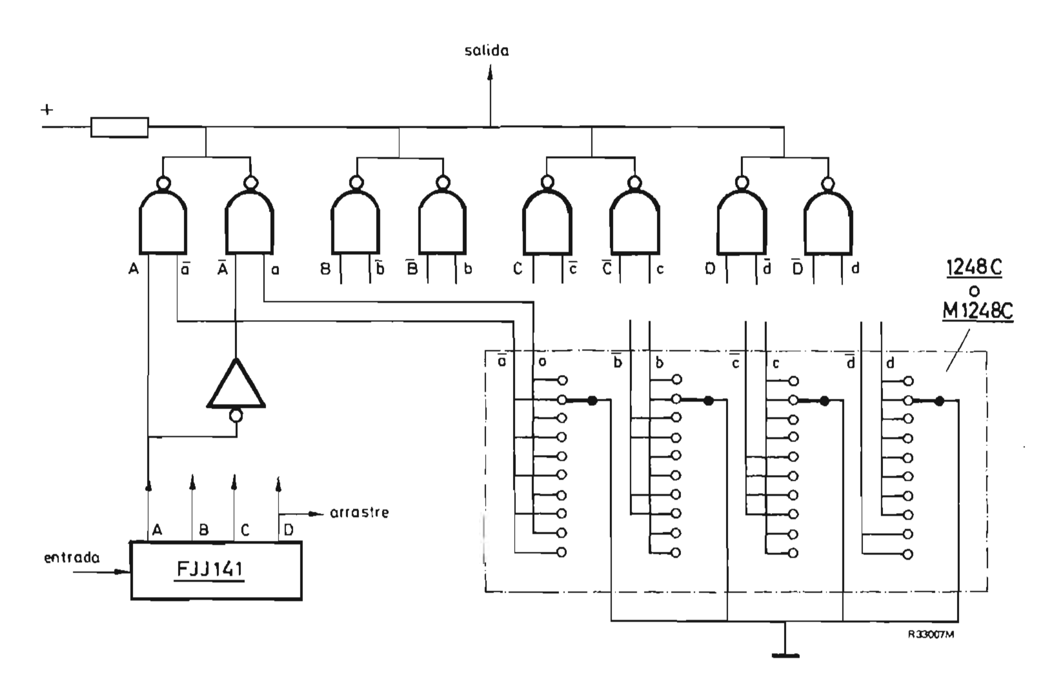


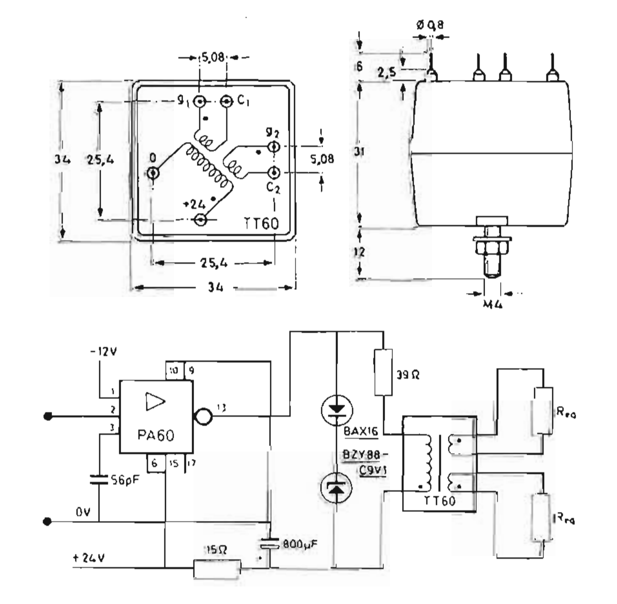
Figura 7

TT60

TRANSFORMADOR DE DISPARO PARA TIRISTORES

El disparo de un tiristor no admite fallos. Debe efectuarse en el momento preciso, de modo que no resulte afectado por variaciones de la tensión de alimentación y/o de la temperatura, ni por las tolerancias de las características del tiristor.

Excitando la unidad TT60 a partir de una fuente de impulsos adecuada (PA60 o mejor aún UPA61), se obtiene un impulso de forma y amplitud adecuadas.



Características

Relación de transformación . . . . 3 : 1+1
Inductancia del primario . . . . . >6 mH
Impulso de salida como respuesta al impulso de entrada:
tiempo de subida . . . . <0,75 μs
duración del impulso . . . . . >20 μs

TERMOSTATO ELECTRÓNICO
CON DIODO DE SILICIO COMO DETECTOR

La precisión con que pueden controlarse las temperaturas depende en gran manera de la precisión y sensibilidad del termostato utilizado. El sistema electrónico que se describe en este artículo funciona satisfactoriamente con una sensibilidad variable hasta 0,5 °C. Su funcionamiento se basa en la comparación de la tensión producida por un detector (diodo de silicio) con una tensión de referencia estable.

Introducción

El sistema completo comprende las cuatro partes siguientes:

- un diodo detector de la temperatura,
- un generador de corriente constante,
- un comparador de tensión,
- un paso de salida.

El paso de salida puede hacerse enteramente compatible con diversos sistemas de circuitos bloque y circuitos integrados (por ejemplo, sistemas de control modular de potencia y de transmisión multi-tono), de modo que el circuito puede ser utilizado en numerosas instalaciones de calefacción y refrigeración y en sistemas de alarma.

Puede obtenerse cierta cantidad de histéresis ajustable de acuerdo con la aplicación a la que se destina.

Otra característica del termostato electrónico es su gran flexibilidad en el sentido de que el detector puede instalarse en lugares alejados del circuito y que, mediante elección adecuada del elemento detector, puede hacerse trabajar el termostato en cualquier porción deseada del espectro de temperaturas.

El diodo detector de temperatura

El coeficiente de temperatura de un diodo polarizado en sentido directo, alimentado con un generador de corriente constante, es de −2 mV/°C aproximadamente De aquí que la tensión directa de este diodo represente un valor proporcional a la temperatura de la unión y, de acuerdo con la resistencia térmica del detector, también de la temperatura ambiente. Como la máxima temperatura de la unión de un diodo de silicio es de 200 °C y su disipación es baja (≈ 1 mW, así que $T_j - T_a = 0{,}6$ °C), un diodo de este tipo puede ser utilizado para detectar temperaturas de hasta 200 °C. El detector del montaje descrito aquí emplea un diodo de silicio BAX13.

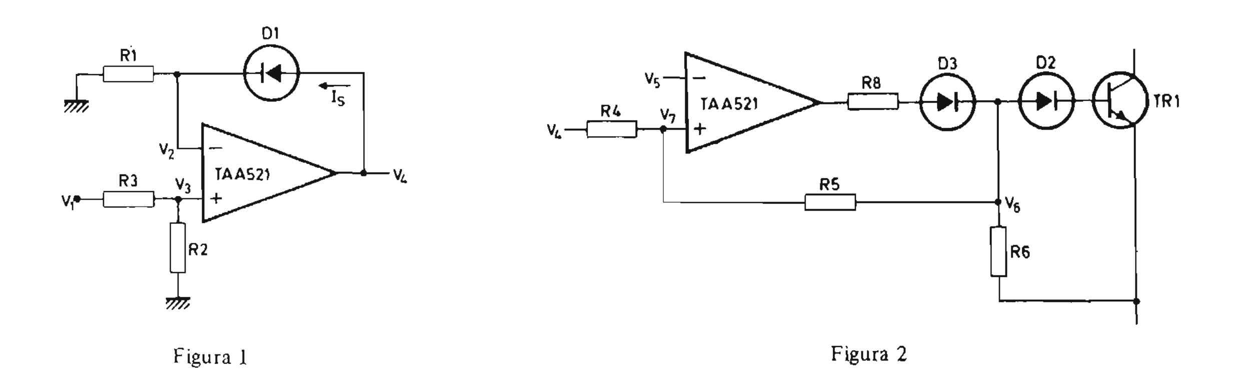


Figura 1

Figura 2

El generador de corriente constante

La corriente viene proporcionada por un amplificador operacional TAA521 (esquema básico en la figura 1). La tensión en la entrada no inversora es:

$$V_3 = \frac{R_2 V_1}{R_2 + R_3} . \qquad (1)$$

Como el amplificador es de tipo diferencial, enviará una corriente de salida a masa a través de *D1* y *R1*, manteniendo iguales *V2* y *V3*. Así, la corriente en el diodo detector (*Is*) es igual a:

$$I_s = \frac{V_2}{R_1} = \frac{V_1 R_2}{R_1(R_2 + R_3)} . \qquad (2)$$

La tensión de salida *V4* es la suma de *V2* y V_{D1}, siendo esta última función de la temperatura del detector.

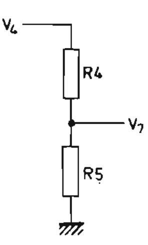


Figura 3

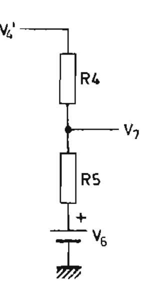


Figura 4

El comparador de tensión

La tensión *V4*, dependiente de la temperatura, se compara con una tensión de referencia $V5 = V3 + V_{D1}$ que determina el punto de conmutación del circuito, siendo V_{D1} la tensión del diodo a la temperatura requerida. Como la tensión de referencia *V5* se aplica a la entrada inversora y *V4* a la entrada no inversora, el nivel de salida es alto si $V4 > V5$ (temperatura demasiado baja), y bajo si $V4 < V5$ (temperatura demasiado alta). El esquema del comparador está representado en la figura 2.

La histéresis entre los puntos donde la salida pasa a ser alta y baja se controla por medio de una realimentación positiva a través de *R5*. La salida será alta si $V4 > V5$, siendo éste el momento en que *TR1*, *D2* y *D3* empiezan a conducir y la tensión en *R6* (*V6*) cambia de cero a 1,2 V aproximadamente. La histéresis misma puede ajustarse dimensionando los circuitos de las figuras 3 y 4 de acuerdo con lo que se necesite.

Condiciones de conmutación

Debido a la elevada ganancia del comparador, la diferencia de tensión entre *V5* y *V7*, para la cual el nivel de salida se encuentra entre el valor alto y el bajo, es despreciable. Por esto, el nivel de disparo en ambos sentidos es $V7 = V5$.

La conmutación desde el nivel bajo al alto (fig. 3) es:

$$V_7 = V_5 = \frac{R_5 V_4}{R_4 + R_5} \, . \qquad (3)$$

Y la conmutación del nivel alto al bajo (fig. 4):

$$V_7 = V_5 = \frac{R_5(V'_4 - V_6)}{R_4 + R_5} + V_6 \, . \qquad (4)$$

La histéresis, dada por $V4 - V'4$, puede determinarse a partir de las ecuaciones (3) y (4):

$$V_4 - V'_4 = \frac{R_4 V_6}{R_5} \, . \qquad (5)$$

Si consideramos el coeficiente de temperatura de –2 mV/°C del diodo detector, la histéresis, expresada en diferencia de temperatura, vale:

$$H = \frac{R_4 V_6}{2R_5} \times 10^3 \, . \qquad (6)$$

El paso de salida

El paso de salida consta de un inversor (*TR1*, BC147) con un resistor de colector $R7$ = 6,8 kΩ. Este resistor puede conectarse a la alimentación del termostato, de +24 V a +30 V, o bien, para hacer el termostato compatible con otro sistema de control, este resistor $R7$ puede conectarse a la tensión de alimentación que pertenece al circuito apropiado.

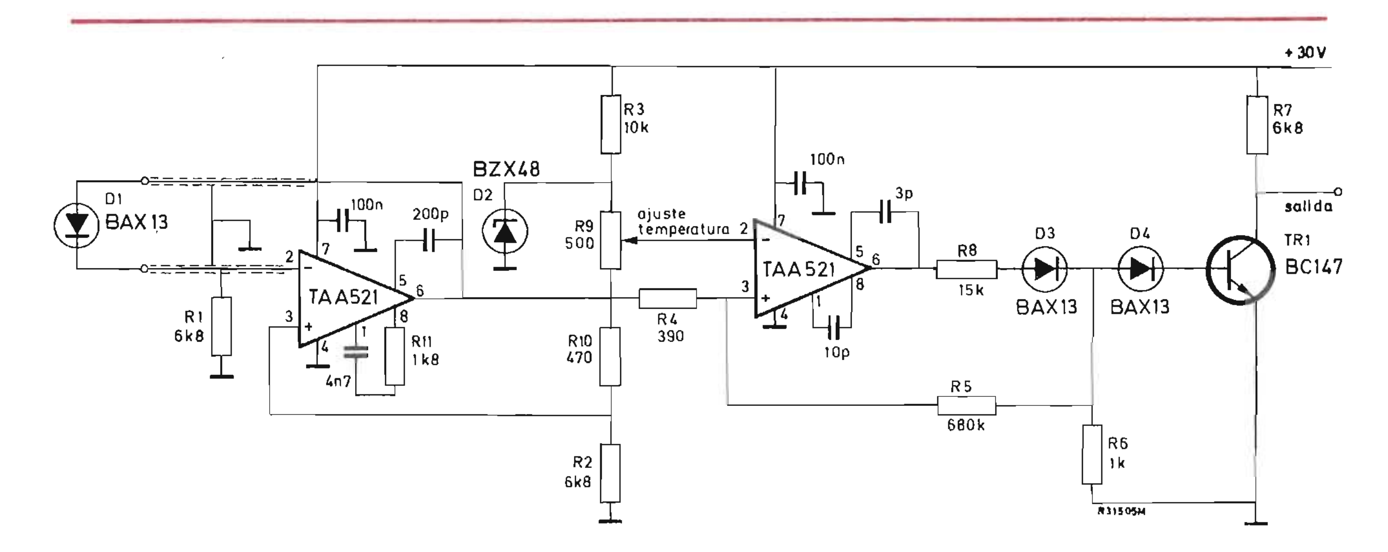


Figura 5

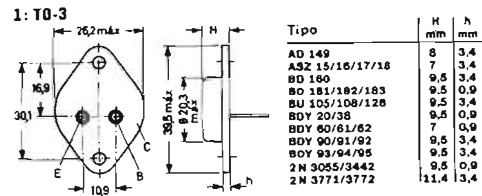
TRANSISTORES DE POTENCIA

Tipo	Valores límite V_{CBO} V	V_{CEO} V	$I_{C AV}$ A	I_{CM} A	P_{tot} W bei	ϑ_G °C	Características B a	I_C A	$V_{CE sat}$ V	f_T MHz	Cápsula
AD 149	-50	-30	-3,5	-3,5	27,5	45	30...100	-1	<-0,7	>0,3	1
AD 161	32	20	1	3	4	72	80...320	0,5	<0,6	3	2
AD 162	-32	-20	-1	-3	6	63	80...320	-0,5	<-0,4	1,5	2
ASZ 15	-100	-60	-8	-10	30	45	15...30	-6	<-0,4	0,2	1
ASZ 16	-60	-32	-8	-10	30	45	35...80	-6	<-0,4	0,25	1
ASZ 17	-60	-32	-8	-10	30	45	20...45	-6	<-0,4	0,22	1
ASZ 18	-100	-32	-8	-10	30	45	20...65	-6	<-0,4	0,22	1
BD 124	70	45	2	4	15	62,5	>35	0,5	<1,9	120	2
BD 131	70	45	3	6	11	60	>40	0,5	<0,4	>60	3
BD 132	-45	-45	-3	-6	11	60	>40	-0,5	<-0,4	>60	3
BD 135	45	45	0,5	1,5	6,5	60	40...250	0,15	<0,5	250	3
BD 136	-45	-45	-0,5	-1,5	6,5	60	40...250	-0,15	<-0,5	75	3
BD 137	60	60	0,5	1,5	6,5	60	40...160	0,15	<0,5	250	3
BD 138	-60	-60	-0,5	-1,5	6,5	60	40...160	-0,15	<-0,5	75	3
BD 139	100	80	0,5	1,5	6,5	60	40...160	0,15	<0,5	250	3
BD 140	-100	-80	-0,5	-1,5	6,5	60	40...160	-0,15	<-0,5	75	3
BD 160	250[1]		5	7	10	125			<1,6		1
BD 181	55	45	10	15	78	82	20...70	3	<1	1	1
BD 182	70	60	15	15	117	25	20...70	4	<1	1	1
BD 183	85	80	15	15	117	25	20...70	3	<1	1	1
BD 201	60	45	8	12	55	25	>30	3	<1	3	5
BD 202	-60	-45	-8	-12	55	25	>30	-3	<-1	3	5
BD 203	60	60	8	12	55	25	>30	2	<1	3	5
BD 204	-60	-60	-8	-12	55	25	>30	-2	<-1	3	5
BD 226	45	45	1	3	10	45	40...250	0,15	<0,8	125	3
BD 227	-45	-45	-1	-3	10	45	40...250	-0,15	<-0,8	50	3
BD 228	60	60	1	3	10	45	40...160	0,15	<0,8	125	3
BD 229	-60	-60	-1	-3	10	45	40...160	-0,15	<-0,8	50	3
BD 230		80	1	3	10	45	40...160	0,15	<0,8	125	3
BD 231		-80	-1	-3	10	45	40...160	-0,15	<-0,8	50	3
BD 232	500	250	0,25	0,5	7	80	>20	0,15		15	3
BD 233	45	45	2	6	25	25	>25	1	<0,6	3	3
BD 234	-45	-45	-2	-6	25	25	>25	-1	<-0,6	3	3
BD 235	60	60	2	6	25	25	>25	1	<0,6	3	3
BD 236	-60	-60	-2	-6	25	25	>25	-1	<-0,6	3	3
BD 237	80	80	2	6	25	25	>25	1	<0,6	3	3
BD 238	-80	-80	-2	-6	25	25	>25	-1	<-0,6	3	3
BU 105	750[2]	750[3]		2,5	10	80	2	2	<5	7,5	1
BU 108	750[2]	750[3]		7,5	12,5	85	4	4	<5	7	1
BU 126	750	300	3	6	30	50	30	1	<10	8	1
BDY 20	100	60	15	15	115	27,5	20...70	4	<1,1	1	1
BDY 38	50	40	6	6	115	27,5	>30	2	<0,7	1	1
BDY 60	60	60	5	10	15	100	>45	0,5	<0,7	100	1
BDY 61	60	60	5	10	15	100	>45	0,5	<0,9	100	1
BDY 62	30	30	5	10	15	100	>45	0,5	<0,9	100	1
BDY 90	120	100	10	15	40	75	30...120	5	<0,5	70	1
BDY 91	100	80	10	15	40	75	30...120	5	<0,5	70	1
BDY 92	80	80	10	15	40	75	30...120	5	<0,5	70	1
BDY 93	750	350	2,5	5	30	75	15...60	1	<1	12	1
BDY 94	600	300	2,5	5	30	75	15...60	1	<1	12	1
BDY 95	400	250	2,5	5	30	75	15...80	1	<1	12	1
2N 3055	100	60	15	15	115	27,5	20...70	4	<1,1	1	1
2N 3442	180	140	10	15	117	25	20...70	3	<1	>0,8	1
2N 3771	50	40	30	30	150	25	15...60	15	<2,0	800	1
2N 3772	100	60	20	30	150	25	15...60	10	<1,4	800	1

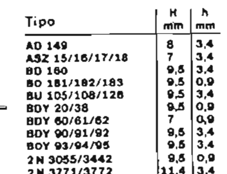
1) Valor de cresta V_{CBOM} 2) Valor de cresta V_{CBOM} = 1,5 kV 3) V_{CER}; Valor de cresta V_{CERM} = 1,5 kV

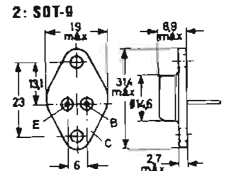
V_{CEO} (V) \ I_{CM} (A)	0,5...1,5	2,5...3,0	3,5...4,0	5,0	6,0...7,5	10,0	12,0	15,0	30,0
1500[1]		BU 105			BU 108				
350				BDY 93					
300				BDY 94	BU 126				
250	BD 232			BDY 95	BD 160				
120...150								2N 3442	
100								BDY 90	
80	BD 139 BD 140	BD 230 BD 231			BD 238 BD 237			BD 183 BDY 91	
55...60	BD 137 BD 138	BD 228 BD 229			BD 236 BD 235	ASZ 15 BDY 60 BDY 61	BD 203 BD 204	BD 182 BDY 20 BDY 92 2N 3055	2N 3772
40...45	BD 135 BD 136	BD 226 BD 227	BD 124		BD 131 BD 132 BD 234 BD 233 BDY 38		BD 201 BD 202	BD 181	2N 3771
30...32			AD 149			ASZ 16 ASZ 17 ASZ 18 BDY 62			
20		AD 161 AD 162							

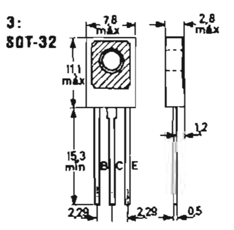
1) V_{CERM}

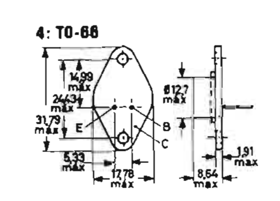


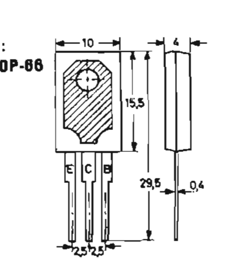
Tipo	H mm	h mm
AD 149	8	3,4
ASZ 15/16/17/18	7	3,4
BD 160	9,5	3,4
BD 181/182/183	9,5	0,9
BU 105/108/126	9,5	3,4
BDY 20/38	9,5	0,9
BDY 60/61/62	7	0,9
BDY 90/91/92	9,5	3,4
BDY 93/94/95	9,5	3,4
2N 3055/3442	9,5	0,9
2N 3771/3772	11,4	3,4



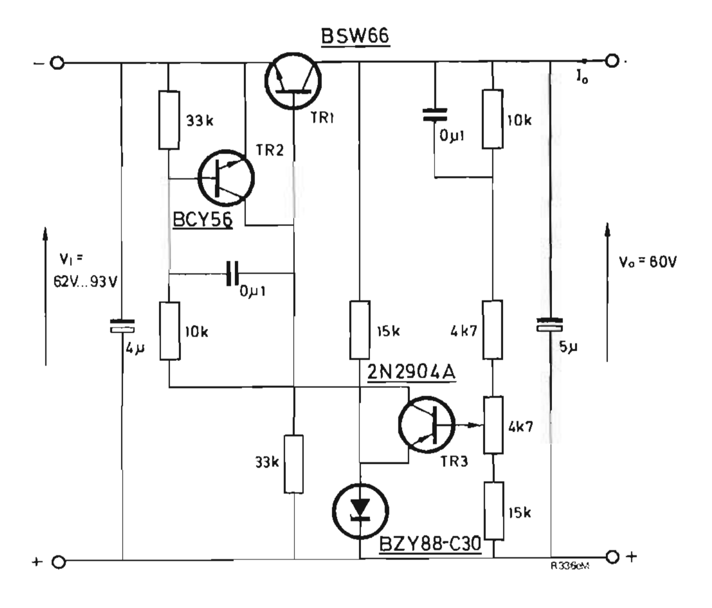








ESTABILIZADOR DE TENSION DE 60 V, 40 mA



Resistores: ±5 %; 0,5 W, salvo indicación
Radiador para *TR1*: $R_{th\ h\text{-}r} \leqslant 50\ ^oC/W$

Circuito estabilizador serie con tensión de salida nominal de 60 V y corriente de salida máxima de 40 mA. Una variación de la tensión de entrada de 62 V a 93 V determina una variación de la tensión de salida de sólo 20 mA. Una variación de la corriente de salida de 0 mA a 40 mA, para tensión de alimentación constante, hace disminuir la tensión de salida en sólo 5 milivoltios.

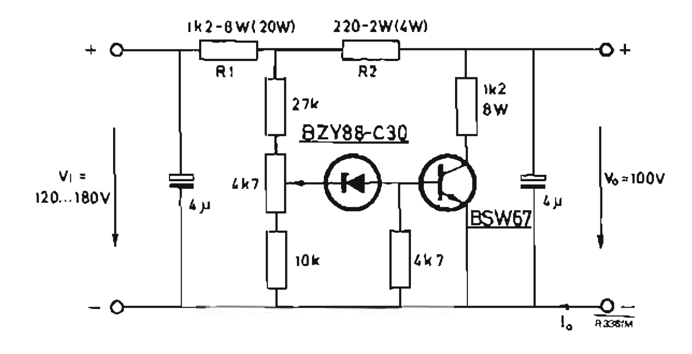
Las variaciones de temperatura determinan una variación de la tensión de salida de +50 mV/°C, valor que depende principalmente del coeficiente de temperatura de la tensión de trabajo del diodo zener.

La desconexión de la carga no perjudica al circuito. Debe evitarse el cortocircuito, aunque en este montaje los cortocircuitos no destruirían el transistor *TR1* porque su corriente está limitada.

Los datos de trabajo de *TR1* son:

$$V_{CEM} = 93\ V$$
$$P_{tot} = 1{,}5\ W\ (V_i = 93\ V;\ I_O = 40\ mA).$$

ESTABILIZADOR DE TENSION DE 100 V, 10 mA



Resistores: ±5%; 0,5 W, salvo indicación
Radiador TR: $R_{th\ h\text{-}r} \leqslant 20\ ^{o}C/W$

Circuito estabilizador paralelo con una tensión de salida nominal de 100 V y una corriente de salida máxima de 10 mA. Este tipo de circuito estabilizador puede emplearse ventajosamente para tensiones de entrada mayores que la tensión V_{CEO} máx del transistor de regulación.

Una variación de la tensión de alimentación de 120 V a 180 V determina una variación de la tensión de salida de 1 V para una corriente de salida de 10 mA y de 1,5 V para una corriente de salida nula.

La tensión de salida varía 1,5 V si la corriente de salida varía de 0 mA a 10 mA, para una tensión de entrada constante.

La variación de temperatura determina una variación de la tensión de salida de +150 mV/°C, valor que depende principalmente del coeficiente de temperatura de la tensión de trabajo del diodo zener.

Puede soportar un cortocircuito de pequeña duración. Para obtener una protección completa, *R1* debe ser de 20 vatios y *R2* de 4 vatios.

La desconexión de la carga no perjudica al circuito.

Las máximas condiciones de trabajo del transistor son:

$$V_{CEM} = 100\ V$$
$$P_{tot} = 2{,}3\ W$$

CIRCUITO DE CONTROL
PARA DISPARO DE TIRISTORES Y TRIACS

Este artículo describe un oscilador de impulsos de 10 kHz para el disparo de tiristores y triacs. El circuito comprende un oscilador equipado con un BRY39, un amplificador de potencia y un transformador de impulsos. Resulta especialmente apropiado para ser utilizado en sistemas con fuerte carga inductiva y es muy estable ante las variaciones de tensión y temperatura.

La figura 1 representa el esquema del circuito. La parte básica del oscilador consiste en un conmutador controlado de silicio (*SCS*), tipo BRY39. Mientras el *SCS* está bloqueado, la puerta de cátodo (*b*) se mantiene en un nivel de tensión continua constante de 19,5 V, aproximadamente, por medio del divisor de tensión *R1–R2*. El condensador *C1* y los resistores *R3* + *R4*, principalmente, determinan la frecuencia de repetición de 10 kHz; el potenciómetro *R4* proporciona un control fino de la frecuencia.

Al conectar la alimentación, el *SCS* está bloqueado y *TR1* conduce. El condensador *C1* se carga hasta el momento en que el potencial de cátodo del *SCS* cae por debajo del potencial cátodo-puerta. Entonces, el *SCS* pasa al estado conductor y el condensador *C1* se descarga muy rapidamente a través de *R5* y del *SCS*. En cuanto la corriente de descarga en el *SCS* se hace inferior a un cierto valor, el *SCS* se bloquea y el ciclo se repite.

La tensión V_e, en el cátodo *e* pasa así de 19,5 V a unos 23 V. El impulso de 3,5 V pasa a la base de *TR1* a través de *C2*. Puesto que la base de *TR1* se encuentra a unos 23,3 V antes de recibir el impulso, su tensión, al recibir éste, aumenta a casi 26,8 V, de modo que *TR1* se bloquea. Luego V_e disminuye de nuevo, pues *C1* se carga por medio de *R3* y *R4*, y *C2* se descarga a través de *R6* [$R6.C2 \approx (R3 + R4)\, C1/2$].

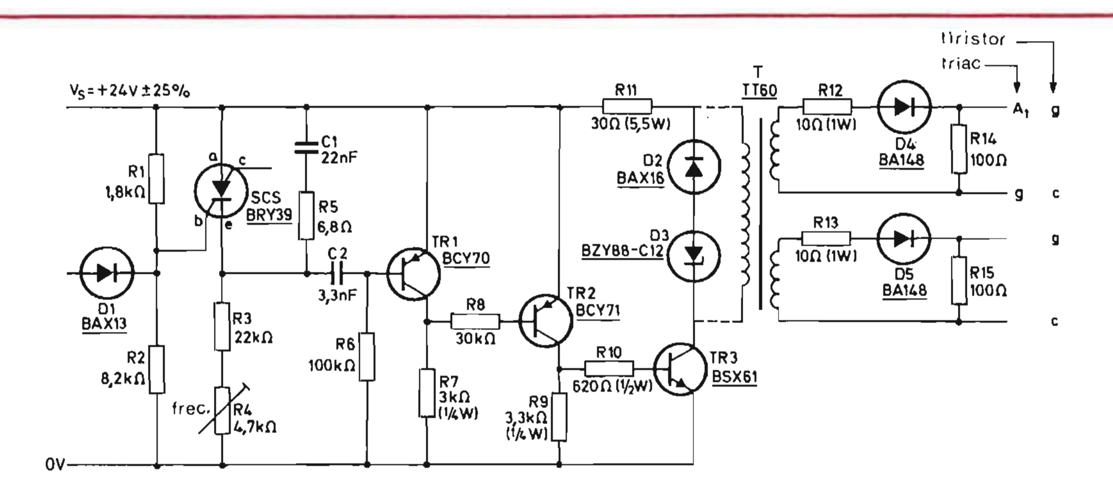


Fig. 1. Circuito de disparo para un control con impulsos de 10 kHz. Los resistores son de 1/8 W si no se indica lo contrario.

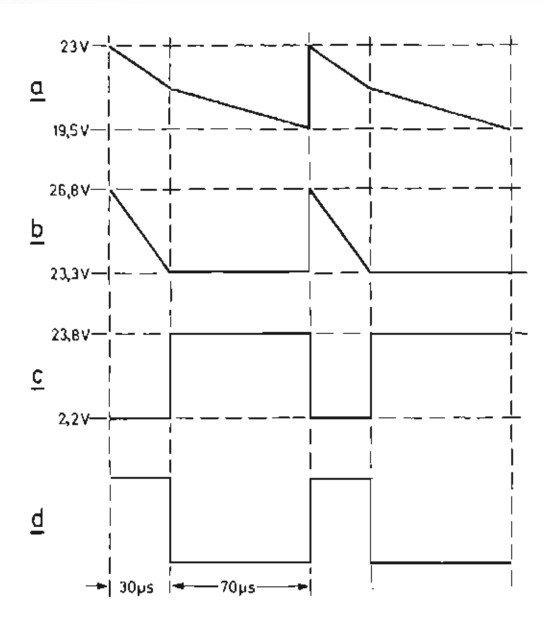


Fig. 2a. Tensión V_e del cátodo de BRY39 en función del tiempo.
2b. Tensión V_b de la base de TR_1 en función del tiempo.
2c. Tensión V_c del colector de TR_1 en función del tiempo.
2d. Corriente a través del primario del transformador en función del tiempo.

En cuanto la tensión de base de *TR1* cae por debajo de los 23,4 V, aproximadamente, *TR2* conduce de nuevo y de este modo su tensión de base se fija en unos 23,3 V. Los condensadores *C1* y *C2* se cargan entonces a través de *R3* + *R4*, de modo que V_e disminuye más lentamente que antes (*C1* y *C2* en paralelo). Cuando V_e se hace inferior a V_b, el *SCS* se conmuta de nuevo.

Las figuras 2a y 2b representan las variaciones de la tensión en el punto *e* y en la base de *TR1*, respectivamente. El resistor *R5* limita el pico de corriente en el *SCS* a unos 500 mA.

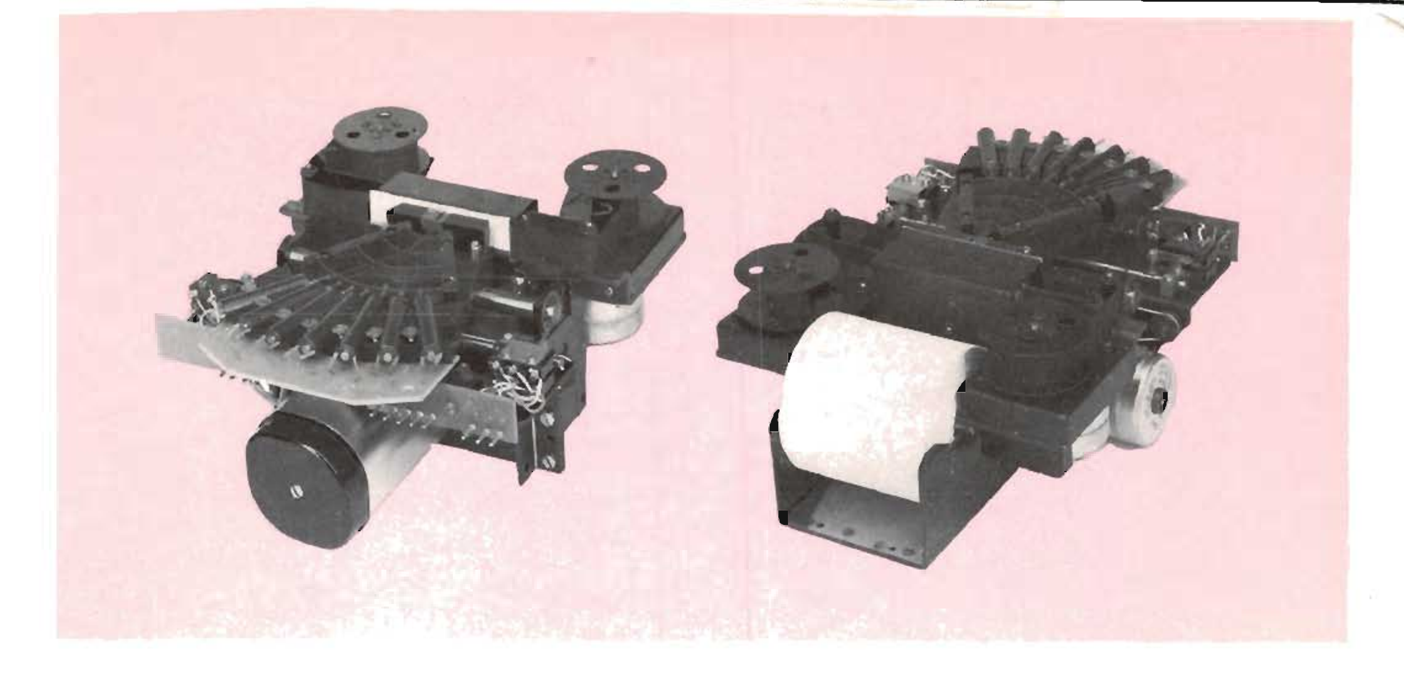
Los valores del condensador *C2* y del resistor *R6* determinan básicamente la anchura del impulso de 30 µs. Durante este período, el transistor *TR1* está bloqueado (véase el gráfico de V_c para *TR1*, en la fig. 2c) mientras que *TR2* (transistor amplificador) y *TR3* (transistor de potencia) conducen, de modo que se aplica energía al primario del transformador *T* (véase fig. 2d). A través de los dos secundarios se puede disparar un par de tiristores conectados en antiparalelo, o bien un triac (con un solo devanado). Por medio del diodo *D2* y del zener *D3* se desimana el transformador y la tensión de pico V_{CEM} en bornes de *TR3* queda limitada durante su bloqueo.

A través de *D1* se pone en marcha, o se interrumpe, el proceso. Una tensión alta (igual a la tensión de alimentación V_S) bloquea el circuito; una tensión igual a cero, o la entrada abierta, hace que el oscilador proporcione impulsos de disparo. La tensión de control a *D5* puede aplicarse por medio de un interruptor ordinario o por un sistema de conmutación electrónico, como un circuito bloque de las series 50 ó 60.

A continuación se indican algunas de las características de este circuito:

Tensión de alimentación continua	24 V ± 25 %
Anchura impulsos	30 µs aprox.
Frecuencia impulsos	10 kHz (100 µs)
Máxima temperatura ambiente	+80 °C
Tensión salida secundario (en circuito abierto, V_S = 24 V)	6 V aprox.
Corriente salida secundario (una salida en cortocircuito, V_S = 24 V)	500 mA aprox.
(dos salidas en cortocircuito, V_S = 24 V)	400 mA aprox.

Una variación de la tensión de alimentación comprendida entre 18 V y 30 V y una variación de temperatura entre 20 °C y 80 °C provocan una variación máxima de anchura del impulso y de la frecuencia de ±2 %.



Unidades impresoras

Tipos

60SR (anterior MPR1) — Con impresión en papel de 60 mm de anchura y por cinta entintada como la de máquina de escribir.

60SA (anterior MPA1) — Con impresión en papel copiativo de 60 mm de ancho sin cinta entintada.

Características generales

Velocidad impresión . . .	50 caracteres/segundo
Número de caracteres . . .	máx. 20 por línea
Temperatura trabajo . . .	de 0° C a 55° C
Temperatura almacenamiento.	— 25° C a 55° C

Alimentación:

lógica	+ 24 V ± 5 %
solenoide de las agujas .	+ 24 V + 10 %
motor	2 V c.a. 50 Hz

MODULOS DE MANDO DE LAS UNIDADES IMPRESORAS

CM20 — Módulo de 20 caracteres: para impresión de los números del 0 al 9 y 10 símbolos.

Características

Tensión de alimentación	V_{p1} = 4,75 a 5,25 V
Corriente	I_{p1} = 200 mA
Consumo de potencia	P_{av} = 21 W

V_{p2} = 21,6 a 26,4 V (sólo para excitación de solenoides)

CM64 — Módulo de 64 caracteres que comprende dos circuitos:
CC64 Circuito de 64 caracteres montado en placa de c.i.
AC64 Circuito amplificador montado en placa de c.i.

Características del CC64

Tensión de alimentación . .	V_{p1} = 4,75 a 5,25 V
	I_{p1} = 90 mA a V_{p1} = 5 V
	V_{p2} = 12 a 15 V
	I_{p2} = 30 mA a V_{p2} = 14 V
	V_{p3} = —12 V a —14 V
	I_{p3} = 0,5 mA a V_{p3} = —14 V
Potencia	P_{av} = 1 W

Características del AC64

Tensión de alimentación . .	V_{p1} = 4,75 V a 5,25 V
	I_p = 180 mA a V_p = 5 V
	V_{p4} = 21,6 a 26,4 V
	I_{p4} = máx. 6 A
Potencia	P_{av} = 20 W

APLICACIONES ELECTRONICAS

Serie C

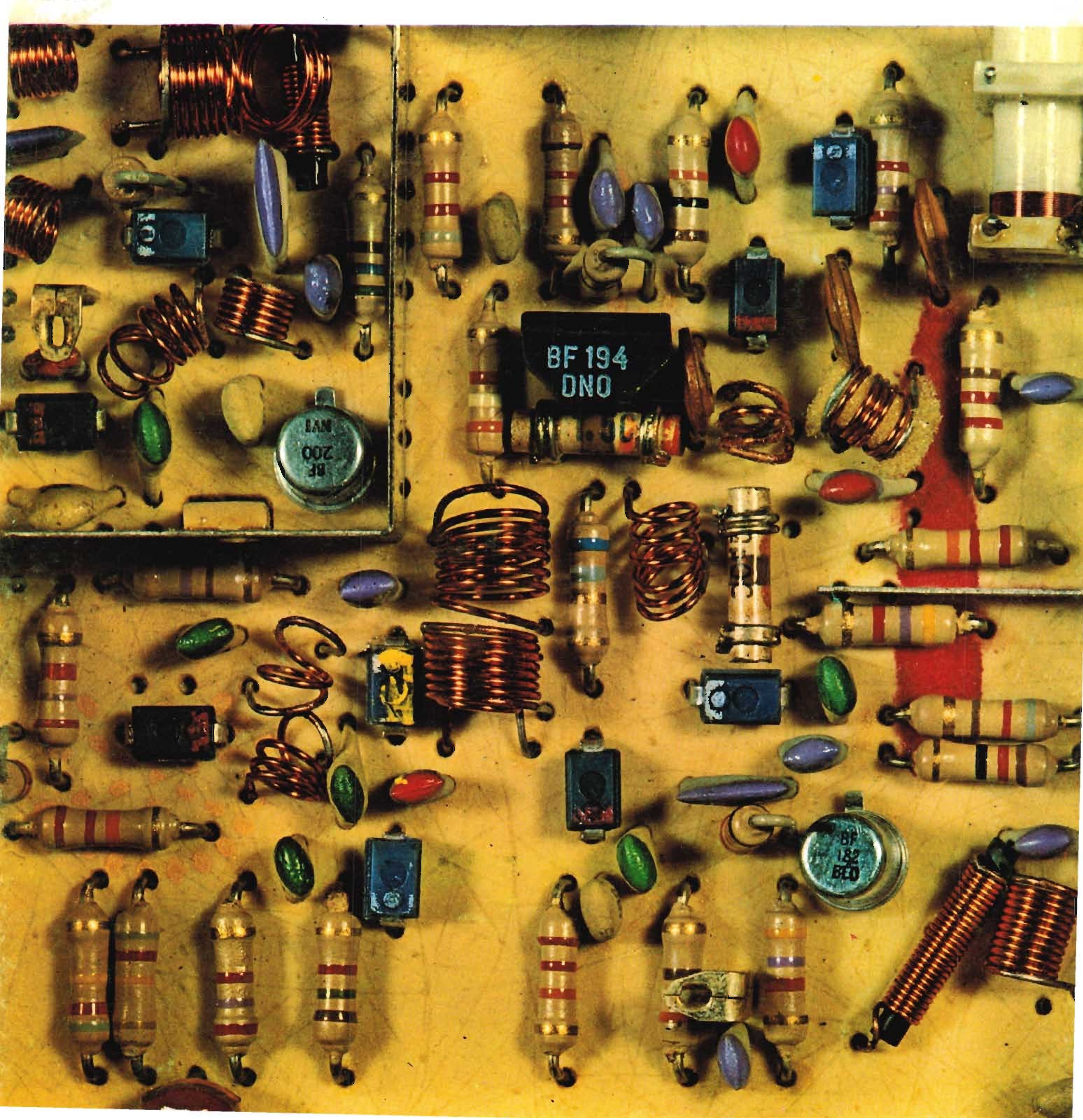
Número 4	110° Colour television: picture tube and deflection principle	25 Ptas.
Número 7	Magnetic shielding and automatic degaussing of shadowmask tubes	25 Ptas.
Número 8	Matrix circuits using delay line DL20	25 Ptas.
Número 9	Protection against flashover in colour television receivers Luminance amplifier with a simple termination of the delay line	25 Ptas.
Número 10	Experimental monochrome television receiver with switched-mode power supply	25 Ptas.
Número 11	Horizontal deflection stage using high-voltage transistor BU105	25 Ptas.
Número 12	Circuit for a cassette tape recorder using TAA310 integrated circuit Automatische Aussteuerungsregelung für NF-Vorverstärker mit TAA310 Preamplifier with TAA310 Microphone or intercom preamplifier with TAA310 integrated circuit Cassette tape amplifier using TAA310 integrated circuit	25 Ptas.
Número 13	PAL matrix circuits using delay line DL40 A mains isolated switched mode power supply for transistor colour television	25 Ptas.
Número 14	Circuitos decodificadores de FM estéreo *(en portugués)*	25 Ptas.
Número 15	An economical 6 V a.m.-f.m. portable with the BF195/BF197 in the high frequency section	25 Ptas.

APPLICATION BOOKS

Rectifier diodes *(260 págs.)*	200 Ptas.
Designing microwave catering equipment *(74 págs.)*	100 Ptas.
Fast response photomultipliers *(110 págs.)*	150 Ptas.
Ignitrons *(174 págs.)*	150 Ptas.
Photomultipliers *(148 págs.)*	150 Ptas.
Audio amplifier systems *(200 págs.)*	150 Ptas.
Tubes for RF heating *(180 págs.)*	200 Ptas.
50-Series direct display counters *(206 págs.)*	150 Ptas.
Measurement and control using 40-series modules *(200 págs.)*	150 Ptas.
FC family of DTL integrated circuits *(171 págs.)*	150 Ptas.
FJ range of TTL integrated circuits *(114 págs.)*	150 Ptas.
MOS integrated circuits *(149 págs.)*	150 Ptas.

REVISTA Miniwatt

Vol. 11 - Núm. 3 MARZO 1972 25 Ptas.



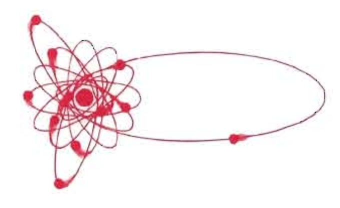
ALTAVOCES

	Tamaño (pulg.)	Diámetro (mm)	Profund. (mm)	Pot. máx. (W)	Frec. res. (Hz)	Número de tipo Parte básica	Sufijo que indica la impedancia					
CIRCULARES	$2^1/_2$	64	20	0,5	360	AD2070/	Z 4	Z 8	Z 15	Z 25		
	3	81	28	1	250	AD3070/	Y 4	Y 8	Y 15	Y 25		
		81□	28	1	250	AD3370/					Y 150	
	4	105	29	1	200	AD4070/	Y 4	Y 8	Y 15	Y 25		
		105	39	3	165	AD4080/	X 4	X 8	X 15	X 25		
		105	39	3	185	AD4080/	Z 4	Z 8	Z 15	Z 25		
		105	37	2	180	AD4090/		X 8	X 15			
		105	37	0,6	190	AD4090/					X 400	
	5	129	48	3	155	AD5080/	Z 4	Z 8	Z 15	Z 25		
		129	48	6	140	AD5080/	X 4	X 8	X 15	X 25		
		129	48	4	130	AD5080/	M4	M8	M15	M25		
	7	166	58	6	115	AD7080/	X 4	X 8				
		166	58	4	105	AD7080/	M4	M8				
		166	47	3	95	AD7091/	M4	M8			M800	
		166	47	3	115	AD7091/	X 4	X 8			X 800	
	8	206	68	6	95	AD8080/	X 4	X 8				
		206	68	6	75	AD8080/	M4	M8				
ELÍPTICOS	3x5	76x131	42	2	200	AD3590/	X 4	X 8	X 15		X 50	X 400
	3x8	82x205	51	2	120	AD3880/	X 4	X 8	X 15			
		82x205	54	2	120	AD3890/	X 4	X 8			X 800	
	4x6	102x154	48	3	155	AD4680/	Z 4	Z 8	Z 15	Z 25		
		102x154	48	6	140	AD4680/	X 4	X 8	X 15	X 25		
		102x154	48	4	125	AD4680/	M4	M8	M15	M25		
		102x154	52	4	135	AD4690/	M4	M8	M15			
		102x154	52	3	135	AD4690/	M4	M8	M15		M800	M800
		102x154	52	6	140	AD4690/	X 4	X 8				
	5x7	133x183	58	3	115	AD5780/	X 4	X 8	X 15	X 25		
		133x183	58	4	100	AD5780/	M4	M8	M15	M25		
	6x9	161x234	68	6	90	AD6980/	X 4	X 8				
		161x234	68	6	77	AD6980/	M4	M8				
ALTA CALIDAD	5	129	60	4	85	AD5060/	M4	M8				
		129	60	10	85	AD5061/	M4	M8				
	7	166	70	10	55	AD7060/	M4	M8				
	8	206	124	6	60	AD8050/					M5	
		205	95	10	70	AD8065/	M4	M8				
	$8^1/_2$	217	116	10	50	9710 M					(7Ω)	
	10	261	136	10	50	AD1050/					M7	
		261	113	10	55	AD1065/	M4	M8				
	12	315	133	20	45	AD1265/	M4					
		315	170	20	45	AD1256/	M4	M8				
		315	170	>40	60	AD1256/	HP4	HP8				
ALTA FIDELIDAD	1	94	27	20	1000	AD0160/	T 4	T 8				
	$2^1/_4$	58	29	10	800	AD2171/	T 4	T 8				
	5	127	107	40	250	AD5060/	Sq4	Sq8				
	5	129	56	10	50	AD5060/	W4	W8				
	7	166	74	20	28	AD7065/	W4	W8				
	8	206	93	20	28	AD8065/	W4	W8				
	10	261	146	40	20	AD1056/	W4	W8				
	12	315	170	40	19	AD1256/	W4	W8				

□ cuadrado

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

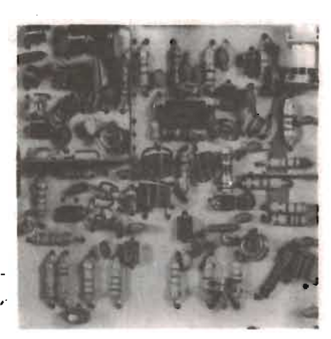
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Vista parcial del interior del sintonizador ELC2000S para receptores de televisión. Este nuevo sintonizador, con sintonía por diodos de capacidad variable y conmutación electrónica de banda, abarca las banda de VHF y UHF.

ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 3 **MARZO 1972**

TABLA DE OPERACIONES LÓGICAS CON DOS VARIABLES

		variables		valores de las variables					
		X		0	0	1	1		
		Y		0	1	0	1		
símbolos	función lógica (conectiva proposicional)	expresiones	otras expresiones	tabla de la verdad				otros símbolos	otras denominaciones
	FUNCIÓN NULA	0		0	0	0	0		
$\wedge$	CONJUNCIÓN Y, AND (...y...)	$X \wedge Y$	$\overline{X} \not\vee \overline{Y}$	0	0	0	1	. ∩	producto lógico intersección
$\not\rightarrow$	NO IMPLICACIÓN (...pero no...)	$X \not\rightarrow Y$	$X \wedge \overline{Y}$ $\overline{X} \not\vee Y$	0	0	1	0		inhibición exclusión
	AFIRMACIÓN	X		0	0	1	1		
$\not\leftarrow$	NO INCLUSIÓN (no...pero...)	$X \not\leftarrow Y$	$\overline{X} \wedge Y$ $X \not\vee \overline{Y}$	0	1	0	0		inhibición inversa exclusión
	AFIRMACIÓN	Y		0	1	0	1		
$\not\leftrightarrow$	NO EQUIVALENCIA (o...o...pero no ambos)	$X \not\leftrightarrow Y$	$\overline{X \leftrightarrow Y}$	0	1	1	0	⊕	disyunción excluyente dilema O excluyente (exclusive OR)
$\vee$	DISYUNCIÓN O, OR (...o...)	$X \vee Y$	$\overline{X} \not\wedge \overline{Y}$	0	1	1	1	+ ∪	disyunción incluyente suma lógica reunión
$\not\vee$	NO DISYUNCIÓN NO-O, NOR (ni... y ni...)	$X \not\vee Y$	$\overline{X} \wedge \overline{Y}$ $\overline{X \vee Y}$	1	0	0	0	↓	negación conjunta exclusión NI
$\leftrightarrow$	EQUIVALENCIA (...si y sólo si...)	$X \leftrightarrow Y$	$\overline{X \not\leftrightarrow Y}$	1	0	0	1	≡ ⊙	
$-$	NEGACIÓN (no...)	$\overline{Y}$		1	0	1	0	~ ɔ	complementación
$\leftarrow$	IMPLICACIÓN INVERSA (...si...)	$X \leftarrow Y$		1	0	1	1		
$-$	NEGACIÓN (no...)	$\overline{X}$		1	1	0	0	~ ɔ	complementación
$\rightarrow$	IMPLICACIÓN (si...entonces...)	$X \rightarrow Y$		1	1	0	1	⊃ ⇒	
$\not\wedge$	NO CONJUNCIÓN NO-Y, NAND (no a la vez...y...)	$X \not\wedge Y$	$\overline{X \wedge Y}$ $\overline{X} \vee \overline{Y}$	1	1	1	0	/	incompatibilidad negación alternada ON
	FUNCIÓN UNIDAD	1		1	1	1	1		

CIRCUITOS INTEGRADOS PARA TV COLOR

El empleo de circuitos integrados es ventajoso para los constructores de receptores de televisión, pues ahorran gastos en el desarrollo y fabricación, reducen los riesgos de fallos en el montaje y simplifican los suministros y almacenamiento de material. Tienen muchas aplicaciones, siempre y cuando se comprenda claramente su función en el receptor de televisión.

Al diseñar un circuito integrado para televisión es menester considerar cada una de las partes del proceso de la señal como conjuntos independientes. Es necesario revisar lo que hacen y cómo lo hacen. Ha de tenerse en cuenta su colocación para reducir el número de conexiones y se ha de buscar el mejor método para extraer las distintas señales, teniendo presente que al usar circuitos integrados no es preciso limitar el número de elementos activos.

Presentamos circuitos integrados que ofrecen una solución completamente integrada en distintas partes de los receptores de televisión para color. Cada uno de estos circuitos realiza funciones cuidadosamente elegidas del modo más eficaz.

TBA520

Circuito que demodula y matriza las señales de color.

TBA530

Circuito que suma las señales de crominancia y de luminancia y adapta las tres señales (Rojo, Verde, Azul) a los amplificadores de salida.

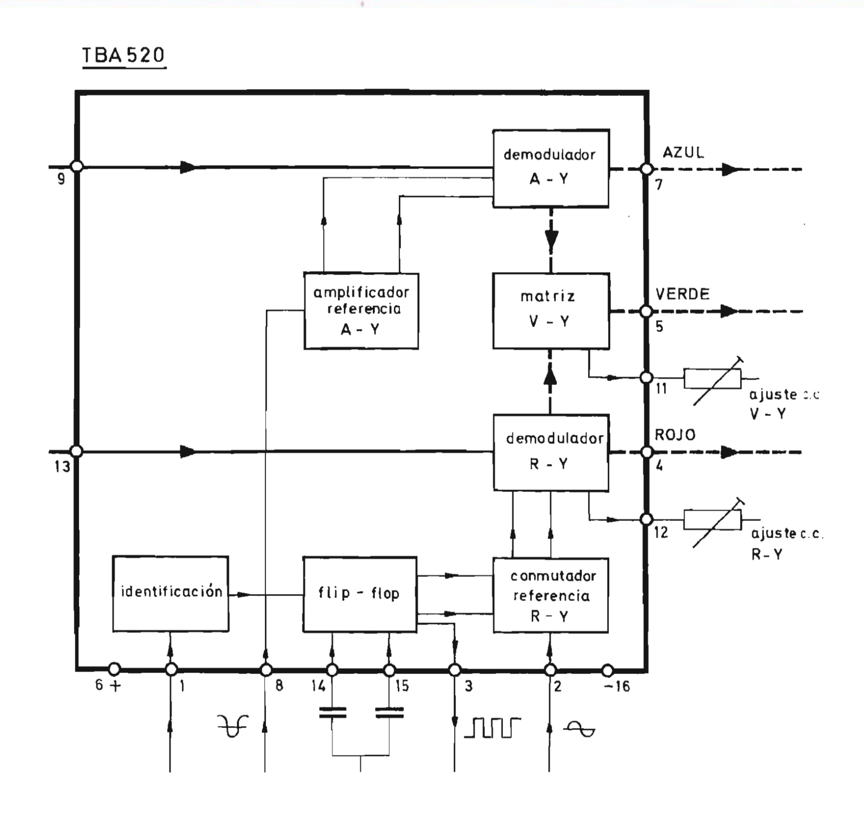
TBA540

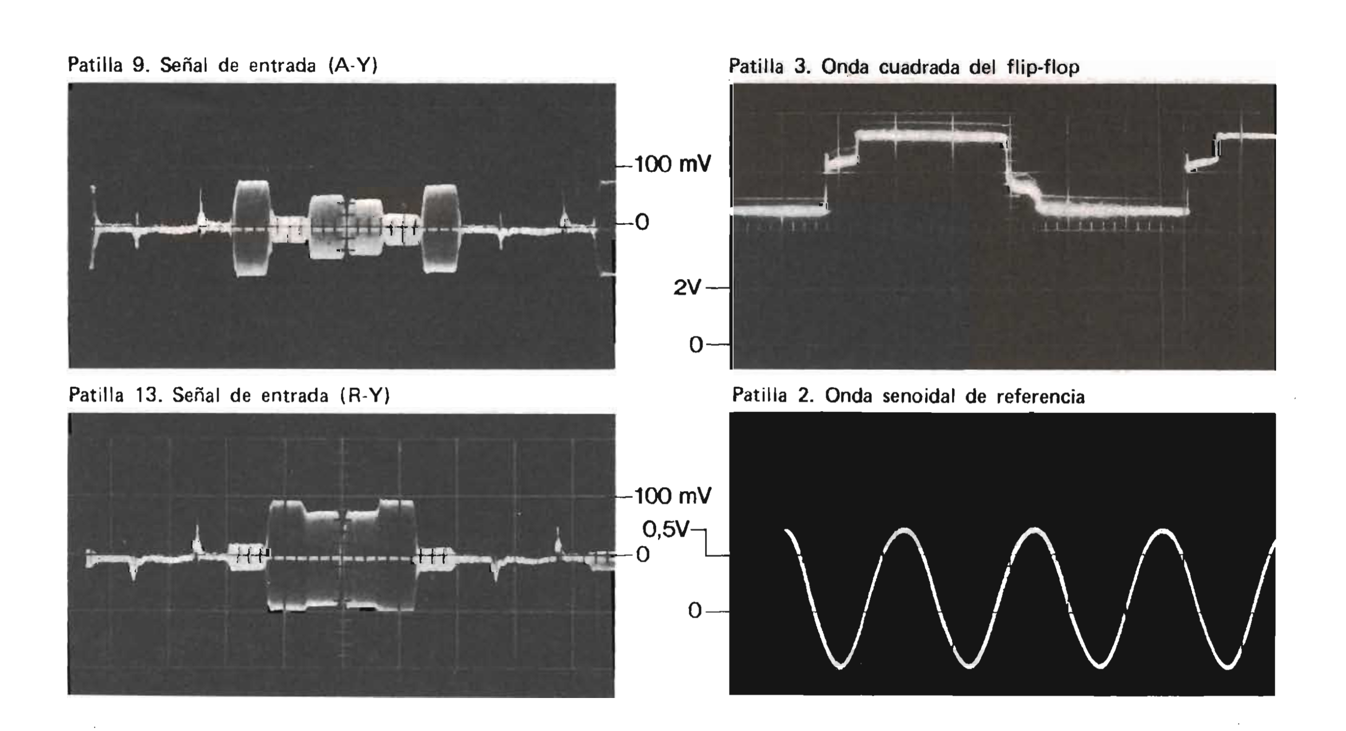
Circuito que simultáneamente demodula la señal de salva, sincroniza el conmutador PAL, activa el supresor de color y detecta las señales de CAC.

TBA560

Circuito integrado monolítico que realiza todas las funciones propias de las partes situadas entre las etapas del detector de FI y la línea de retardo DL20, por lo general denominada sección de control.

Con estos circuitos integrados se consigue integrar prácticamente todas las etapas que manejan la señal recibida. ¿Qué es lo que se ha obtenido así? De ese modo se resuelven gran cantidad de problemas de suministro y almacenamiento, se elimina la mayor parte de las causas de error en el montaje, cableado, etc., y se simplifica el trabajo de desarrollo y de diseño. Se consigue también solucionar los problemas originados por las tolerancias de los componentes, de la temperatura y de las tensiones de alimentación.


TBA 520
demodulador
A - Y
AZUL
7
9
amplificador
referencia
A - Y
matriz
V - Y
VERDE
5
11
ajuste c.c
V - Y
demodulador
R - Y
ROJO
4
13
12
ajuste c.c.
R - Y
identificación
flip - flop
conmutador
referencia
R - Y
6 +
1
8
14
15
3
2
-16


Patilla 9. Señal de entrada (A-Y)
100 mV
0
Patilla 3. Onda cuadrada del flip-flop
2V
0
Patilla 13. Señal de entrada (R-Y)
100 mV
0,5V
0
Patilla 2. Onda senoidal de referencia
0

TBA 520 DEMODULADOR DE COLOR

El circuito integrado TBA520 realiza la demodulación y matrizado, y suministra las señales de diferencia de color (R-Y) (V-Y) (A-Y).

Demodulación

Se utiliza demodulación síncrona equilibrada con lo que se consigue la supresión casi total de la portadora, empleando sólo un filtro de paso-bajo en la salida.

Matrizado

Como es usual, la señal V-Y se obtiene matrizando las señales R-Y y A-Y. Aunque en este caso, desde el punto de vista técnico, sería sencillo emplear un circuito activo, se emplea una matriz pasiva, pues así la señal V-Y sigue cualquier cambio de la tensión de alimentación que se produzca en los canales R-Y y A-Y.

Conmutador PAL

El sistema PAL exige la inversión de fase en líneas alternas del canal R-Y. En este circuito integrado, la señal de referencia R-Y es invertida por un flip-flop y un conmutador. Las únicas señales necesarias son una señal de identificación (del TBA540) e impulsos de retroceso de línea de unos 4 V pico a pico.

Identificación

La sincronización del flip-flop se obtiene con el circuito identificador. La señal de identificación que se aplica en la patilla 1 puede ser rectangular o senoidal de 7,8 kHz procedente de la detección de la salva. En el circuito decodificador que se muestra en el esquema general, esta señal es una tensión continua que procede del TBA540 en donde se realiza la detección de fase de 7,8 kHz. Esta detección consiste en la comparación entre la señal del flip-flop y la tensión rectangular detectada de la salva. Si ambas tensiones rectangulares están en fase (bien identificado), la tensión en la patilla 1 es inferior a 0,4 V; si no están en fase (no identificado), la tensión en dicha patilla aumenta hasta que el flip-flop invierte su fase de oscilación y quede bien identificado.

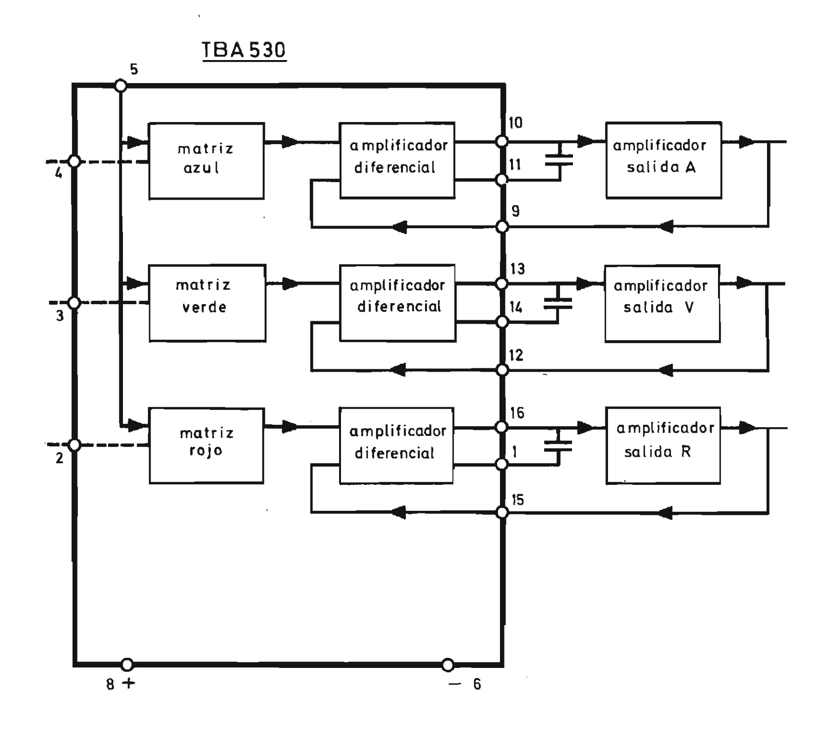
Estabilización

Puesto que el circuito TBA520 está concebido para ser aplicado en las etapas de excitación del tubo de color que no estén fijadas, los tres canales han de ser independientes por un igual de las fluctuaciones de la tensión de alimentación, con tolerancias muy estrechas.

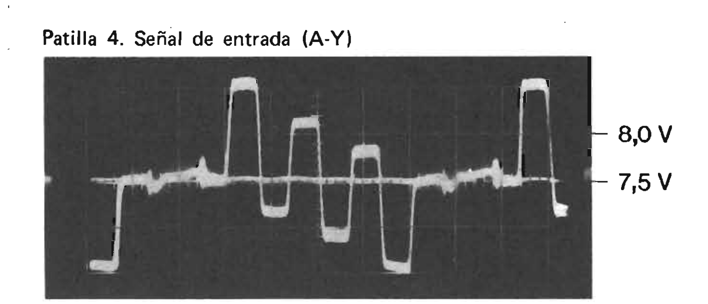
Hasta qué punto se consigue nos lo indica el hecho de que hay una deriva inferior a 20 mV entre los niveles de negro de las señales de diferencia de color.

Principales datos

Ganancia del canal A-Y		
Ganancia del canal R-Y		
Salida del canal A-Y (m = 0,7)	4,0	V
Salida del canal R-Y (m = 0,7)	3,2	V
Salida del canal V-Y (m = 0,7)	1,8	V
Condiciones		
Tensión de alimentación	+12	V
Tensiones de referencia de entrada		
Ref (A-Y)	1	V pp
Ref (R-Y)	1	V pp
Impulsos de línea para excitación del conmutador PAL	–4	V pp
Señal de 7,8 kHz para identificación	4	V pp

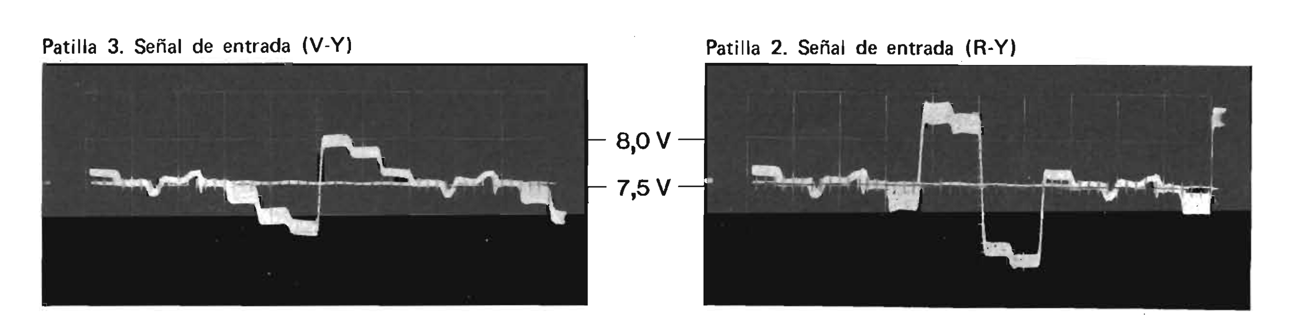


Patilla 4. Señal de entrada (A-Y)



Patilla 3. Señal de entrada (V-Y)

Patilla 2. Señal de entrada (R-Y)



TBA 530 MATRIZ RVA

La elección del sistema de excitación por señales de diferencia de color o por señales RVA depende de varios factores. Aunque la excitación por RVA es ventajosa para la producción en serie porque requiere menos ajustes para evitar el falseamiento de colores, tiene el inconveniente de ser más cara, dificultad que desaparece si se usan circuitos integrados. Tiene también otras ventajas importantes, por ejemplo, la limitación de la corriente de haz puede ser más simple y la alimentación a la rejilla pantalla del tubo de imagen, más económica.

En el circuito TBA530 las señales de diferencia de color son matrizadas con la señal de luminancia y si se combina dicho circuito con el TBA520 se consigue una cadena de matrizado y decodificación con acoplamiento en c.c. Dado que no es necesaria la restauración de c.c. (nivel de negro en la salida), los circuitos fijados con diodos se pueden eliminar. Por supuesto, este sistema exige la mayor estabilidad respecto de las fluctuaciones de tensión y temperatura.

En el circuito TBA530, la estabilidad se garantiza con una tensión de alimentación estabilizada y gracias a las características intrínsecas de los circuitos integrados (intenso acoplamiento térmico entre los componentes que ocupan el mismo cristal).

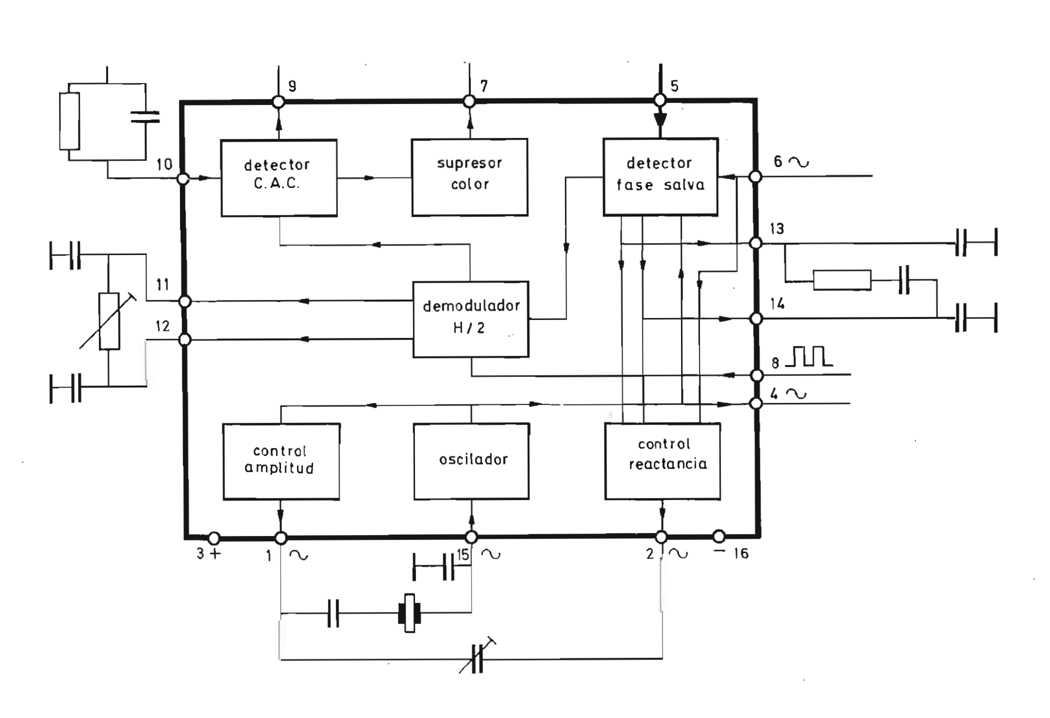
Condiciones similares requieren las etapas de salida RVA y, para conseguir estas ventajas, se aprovecha otra característica de los circuitos integrados, la posibilidad de disponer de un elevado número de componentes activos y pasivos a un precio reducido. El circuito integrado TBA530 proporciona un exceso de ganancia y utiliza una fuerte realimentación. Dado que el lazo de realimentación se puede aplicar también a las etapas de salida (externas a los circuitos integrados), cualquier cambio ocasionado por la temperatura o el envejecimiento queda notablemente eliminado.

Es importante la igualación entre las principales características, como respuesta de frecuencia, retardo, tiempo de subida y bajada. Cualquier desviación aparecerá como un error de color. La conocida prueba de las barras, que consiste en una serie de barras generadas por frecuencias crecientes, indicará el amplificador cuya respuesta de frecuencia difiera de las demás, desplazando el color complementario del amplificador en lugar del blanco. El ojo puede percibir rápidamente cualquier pequeño error. Lo mismo sucede con las diferencias en el reparto y en los tiempos de subida y bajada; este último se pone de manifiesto por los bordes coloreados y cierta falta de convergencia. Con una realimentación del orden de 34 dB, como se aplica al TBA530, resultan inapreciables las diferencias en estas características.

Este circuito integrado es aplicable a etapas de salida con transistores o con válvulas, para excitación del tubo de imagen tanto por cátodo como por rejilla. Los tres canales tienen un diodo que protege contra fluctuaciones de la tensión y también contra sobrecorrientes en las etapas de salida.

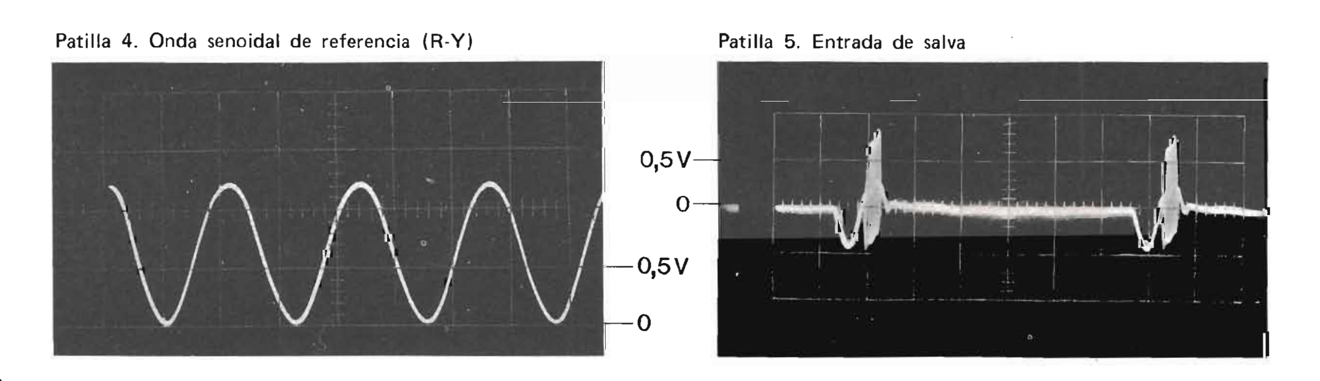
Principales datos

Señal de entrada de luminancia	1	V
Señal de diferencia de color (R-Y)	1,6	V
(V-Y)	0,9	V
(A-Y)	2,0	V
Nivel de negro: señal de entrada de luminancia	1,5	V
señal de diferencia de color	7,5	V
Amplificación en lazo abierto*	74	dB
Amplificación en lazo cerrado*	40	dB
Ancho de banda (3 dB)	>5	MHz
* Ganancia del amplificador de salida 34 dB		



Patilla 4. Onda senoidal de referencia (R-Y)

Patilla 5. Entrada de salva



TBA 540 COMBINACION DE REFERENCIA

Si se emplea un circuito integrado para la demodulación sincrónica en receptores PAL, se necesita muy poca potencia de alimentación, y es interesante disponer de otro circuito integrado para incorporar el detector de fase de la salva y generar la subportadora. Con la salva demodulada para sincronizar el oscilador, se obtiene la señal de identificación, de modo que también se puede sincronizar el conmutador PAL. Y, a fin de asegurar que éste no se encuentre en fase errónea, es conveniente añadir otro demodulador sincrónico para comparar la salida de onda cuadrada del conmutador PAL con la señal de identificación. El demodulador convierte la señal de identificación en c.c. de modo que el ruido se puede filtrar con un simple condensador. Esto es precisamente lo que hace el circuito integrado TBA540.

Además de indicar la posición correcta del conmutador PAL, la salva sirve para otras cosas. Su amplitud corresponde a la amplitud de la señal de crominancia y puede obtenerse, libre de ruido, a la salida del demodulador de la señal de identificación. Además es ideal para el control automático de color y, debido a la ausencia de ruido, para el monocromatizador.

La ventaja del monocromatizador con esta disposición consiste en que el amplificador de crominancia sólo está abierto si:

a) el oscilador de referencia está sincronizado,
b) el conmutador PAL está en posición correcta,
c) la amplitud de la señal de CAC sobrepasa el umbral del monocromatizador.

El efecto acumulativo de estas condiciones hace muy improbable que el amplificador de crominancia trabaje erróneamente.

En el esquema del TBA540 se ve que, además del control de reactancia normal para el oscilador, hay también un control de amplitud. Esto es necesario para asegurar una oscilación estable, pero comporta también la ventaja de que la amplitud de la señal de salida del oscilador es prácticamente independiente del factor Q del cristal, puesto que se aplica una tensión de referencia fija.

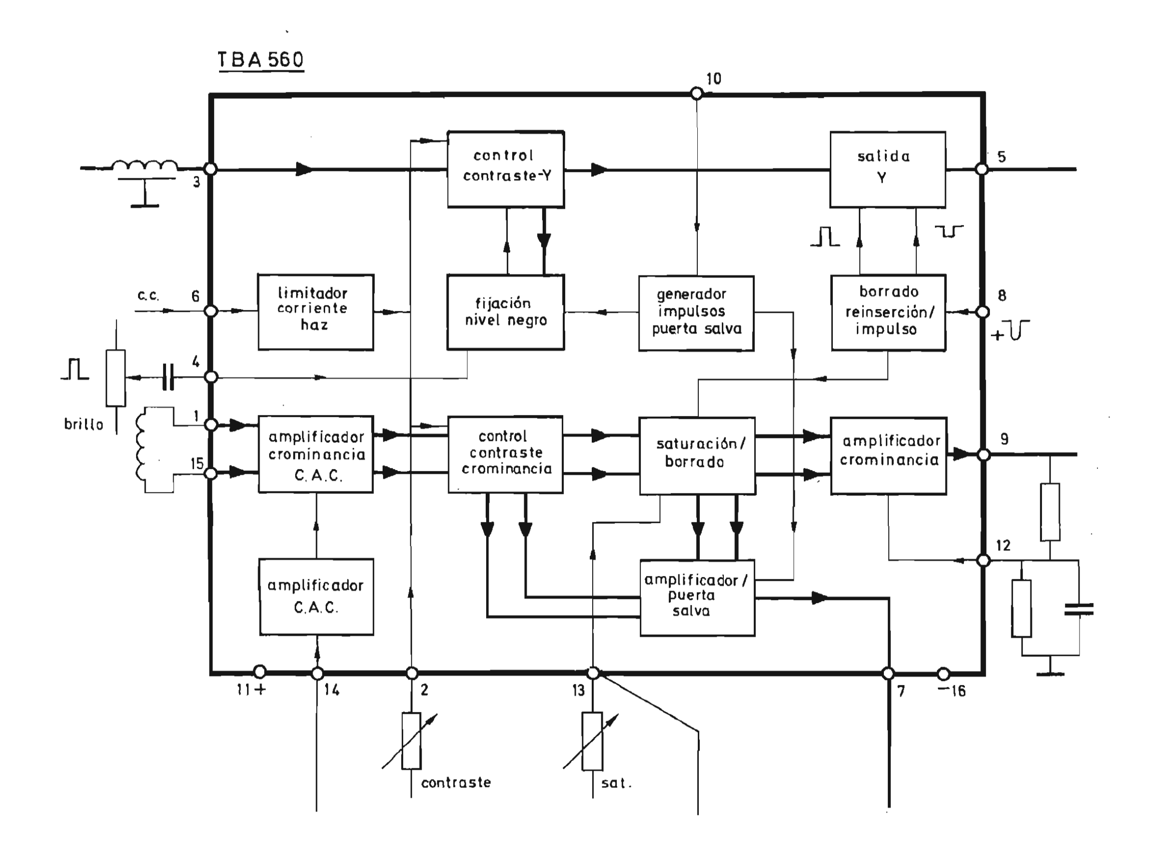
La distorsión armónica normalmente asociada al control de amplitud se evita por medio de la elección de circuitos internos y externos adecuados.

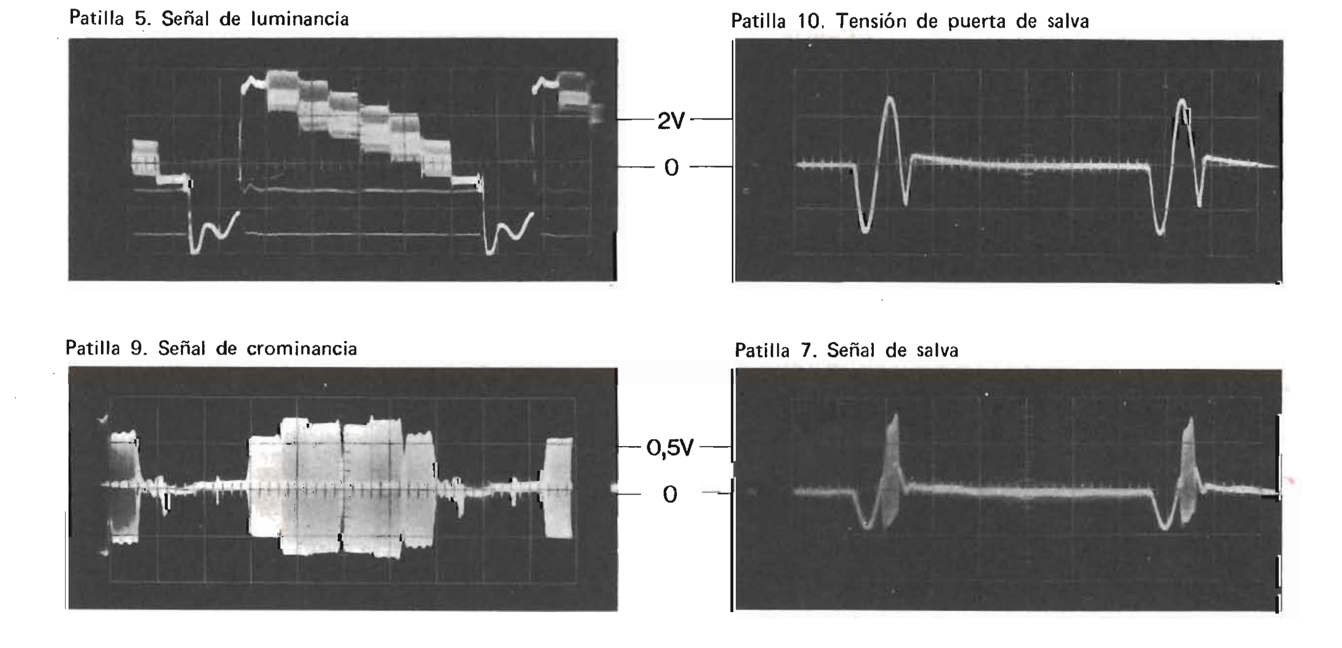
Los armónicos más elevados se filtran por el cristal, el cual deberá tener un factor Q comprendido entre 10.000 y 200.000, de modo que no se produzca prácticamente señal de distorsión armónica en la salida.

El control de reactancia se basa en el principio de Miller. Esto da suficiente margen de variación para que la frecuencia del oscilador quede fija (bajo el control del detector de salva), con independencia de las variaciones y tolerancias del cristal. El circuito está dispuesto de modo que proporcione un cambio casi lineal de frecuencia en función de la tensión de control. Las características de funcionamiento (ancho de banda de ruido, margen de enganche) del lazo de control automático de fase permanecen constantes dentro de un margen de sintonía de 1.000 hertzios.

Principales datos

Tensión de salida de referencia (R-Y)	1	V
Entrada de salva (p.p.)	1	V
Margen de retención	±600	Hz
Margen de enganche	±250	Hz
Margen de CAC	4 a 0,2	V
Margen de tensión de identificación	8 a 0,2	V
Margen de tensión del supresor de color	12 a 0	V


TBA 560
10
control
contraste-Y
salida
Y
5
3
c.c.
6
limitador
corriente
haz
fijación
nivel negro
generador
impulsos
puerta salva
borrado
reinserción/
impulso
8
4
brillo
1
15
amplificador
crominancia
C.A.C.
control
contraste
crominancia
saturación/
borrado
amplificador
crominancia
9
12
amplificador
C.A.C.
amplificador/
puerta
salva
11+
14
2
13
7
-16
contraste
sat.


Patilla 5. Señal de luminancia
2V
0
Patilla 10. Tensión de puerta de salva
Patilla 9. Señal de crominancia
0,5V
0
Patilla 7. Señal de salva

TBA 560 AMPLIFICADOR DE LUMINANCIA-CROMINANCIA

Para obtener una solución económica, un circuito integrado ha de ser bastante complejo. No interesa, por ejemplo, su aplicación sólo para el control de contraste. En cambio, si se agrupan todas las funciones de control y se incorporan en un circuito integrado, pueden obtenerse resultados satisfactorios. Esto es lo que se hace con el TBA560 y al mismo tiempo se aprovecha la técnica de los circuitos integrados para obtener ciertas mejoras. Por ejemplo, para el control de contraste y saturación se emplean tensiones continuas, realizándose en el circuito integrado el arrastre con una desviación inferior a 1 dB. Al mismo tiempo se introduce una limitación de la corriente de haz a través del control de contraste.

En el circuito integrado entran dos señales principales: la de luminancia y la de crominancia. Esta última se puede obtener del detector de luminancia o de un detector de crominancia independiente. Ambas señales pasan respectivamente por dos amplificadores diferenciales de entrada, que minimizan la distorsión y llevan a cabo el control de contraste. La saturación viene dada por la relación entre las amplitudes de ambas señales (luminancia y crominancia), razón por la cual es tan importante la precisión de arrastre de los dos amplificadores.

En esta fase, la señal de salva se separa de la de crominancia, bloqueando los circuitos de crominancia mientras la señal es desviada al amplificador de salva.

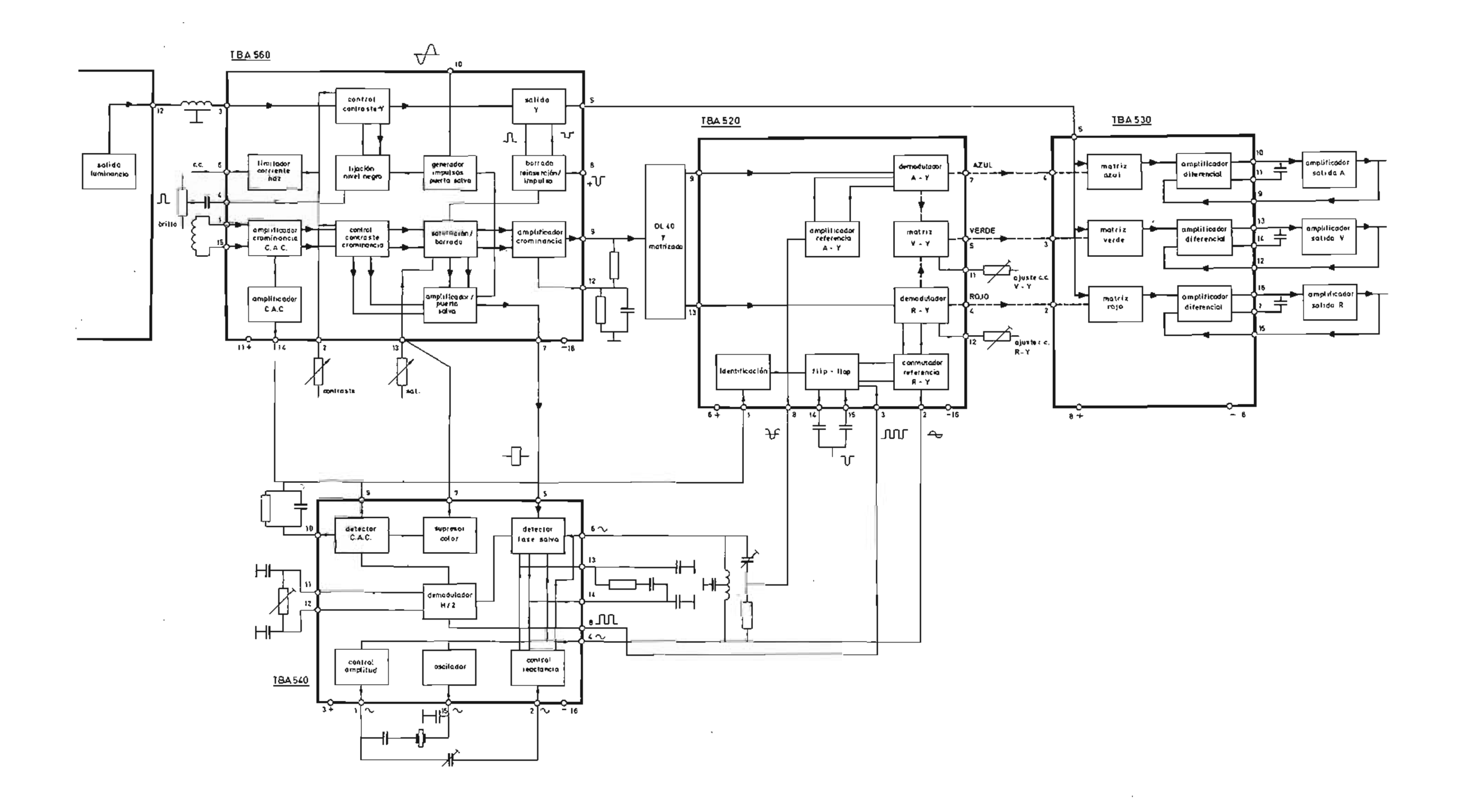
Se hace así porque la amplitud de la salva es una medida de la amplitud de la señal de crominancia. Así, según es habitual, se usa la salva como fuente de señal para el CAC, lo que significa que el impulso de salva no debe depender de la posición de los controles de contraste o saturación.

La señal de salva se separa por medio de impulsos de borrado, relativamente anchos. Si el separador de salva no dispusiera a continuación de una puerta de salva, surgirían inconvenientes, pues la característica del ruido del oscilador y el lazo del CAC dependen de la duración del tiempo de borrado. El derroche de una puerta de salva independiente sólo es económicamente posible con circuitos integrados, con los cuales el impulso de puerta puede ser tan breve que el contenido de ruido del impulso de salva se reduzca al mínimo. El impulso de puerta procede del exterior del circuito integrado; sin embargo, la potencia necesaria es baja, dado que el impulso sólo necesita tener una amplitud de 1 V, aproximadamente, y además es muy breve. Después de pasar las etapas de control de contraste y saturación, la señal de crominancia es amplificada hasta alcanzar la suficiente amplitud para excitar la línea de retardo directamente o bien a través de un seguidor de emisor. Para asegurar la estabilidad dentro de los márgenes de temperatura, se aplica una fuerte realimentación de c.c. desde las salidas de crominancia y de salva.

La entrada de la señal de luminancia tiene una impedancia tan baja que resulta despreciable comparada con la resistencia en serie de la línea de retardo. Después de la etapa de control de contraste, la señal de luminancia es enviada a un seguidor de emisor de salida y luego, a un circuito limitador, donde la señal es comparada con otra de referencia. Cualquier diferencia es amplificada y realimentada en la entrada del amplificador. Durante los períodos de retroceso, los impulsos de borrado conectan a masa la salida del seguidor de emisor. Un detector de nivel incorporado registra el sentido de la amplitud de los impulsos de retroceso, lo cual permite elevar también, durante el retroceso, el potencial de salida de 1,5 V, aproximadamente. Así se necesita amplificación lineal en un margen mucho menor que si se elige la masa como un nivel fijo.

Principales datos

Impedancia de transferencia del amplificador de luminancia	2	V/mA
Margen del control de contraste	+6 a −14	dB
Margen del control de nivel de negro	3 a 0	V
Amplificación del amplificador de crominancia* (máx.)	54	dB
Margen del CAC	26	dB
Margen del control de saturación	+6 a −14	dB
Amplificación del amplificador de salva	55	dB
Margen de tensión del control de contraste	2 a 5,5	V
Margen de tensión del control de saturación	2,7 a 6,2	V
Margen de tensión del control del nivel de negro	1 a 0	V
Reducción de contraste por la limitación de la corriente de haz	> 20	dB
* En posición de contraste y saturación a 0 dB		



TBA 560
salida luminancia
brillo
c.c.
control contraste-Y
salida Y
limitador corriente haz
fijación nivel negro
generador impulsos puerta salva
borrado reinserción/impulso
amplificador crominancia C.A.C.
control contraste crominancia
saturación/borrado
amplificador crominancia
amplificador C.A.C.
amplificador/puerta salva
contraste
sat.
DL 40 Y matrizada
TBA 520
demodulador A - Y
amplificador referencia A - Y
matriz V - Y
demodulador R - Y
identificación
flip - flop
conmutador referencia R - Y
AZUL
VERDE
ROJO
ajuste c.c. V - Y
ajuste c.c. R - Y
TBA 530
matriz azul
matriz verde
matriz rojo
amplificador diferencial
amplificador salida A
amplificador salida V
amplificador salida R
TBA 540
detector C.A.C.
supresor color
detector fase salva
demodulador H/2
control amplitud
oscilador
control reactancia

ESTABILIZADORES DE TENSION CON TBA 281

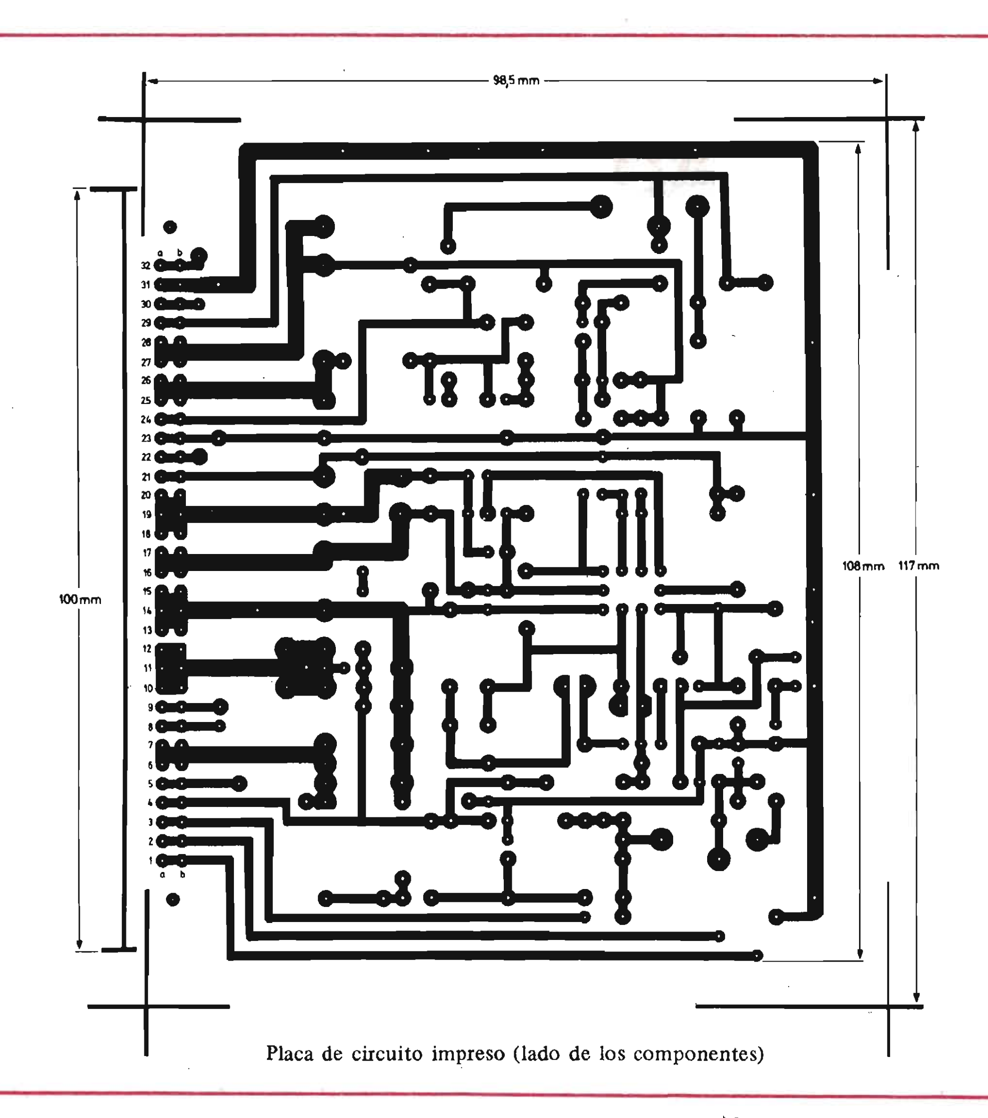
Como ejemplos de aplicación práctica del circuito integrado TBA281, se describen catorce reguladores de tensión en los que se emplea dicho circuito integrado. La construcción de estos reguladores de tensión es sumamente sencilla, y en todos se utiliza la misma placa de circuito impreso. La tolerancia de los resistores es del 10 % y la de los condensadores es del 20 %. Para obtener los resultados dados en la siguiente tabla es necesario adoptar los valores y la distribución de los componentes que se dan en las siguientes figuras.

Símbolos

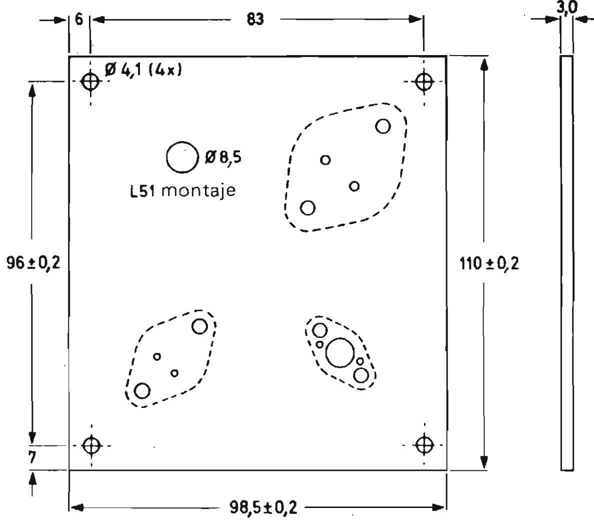
I_O = corriente de salida
I_O nom = máxima corriente de salida de trabajo
I_O corto = máxima corriente de salida permisible obtenida con un cortocircuito entre los terminales de salida del regulador ($T_j = T_j$ máx)
V_O = tensión de salida regulada
V_P = tensión positiva de entrada sin regulación
V_N = tensión negativa de entrada sin regulación

Circuitos

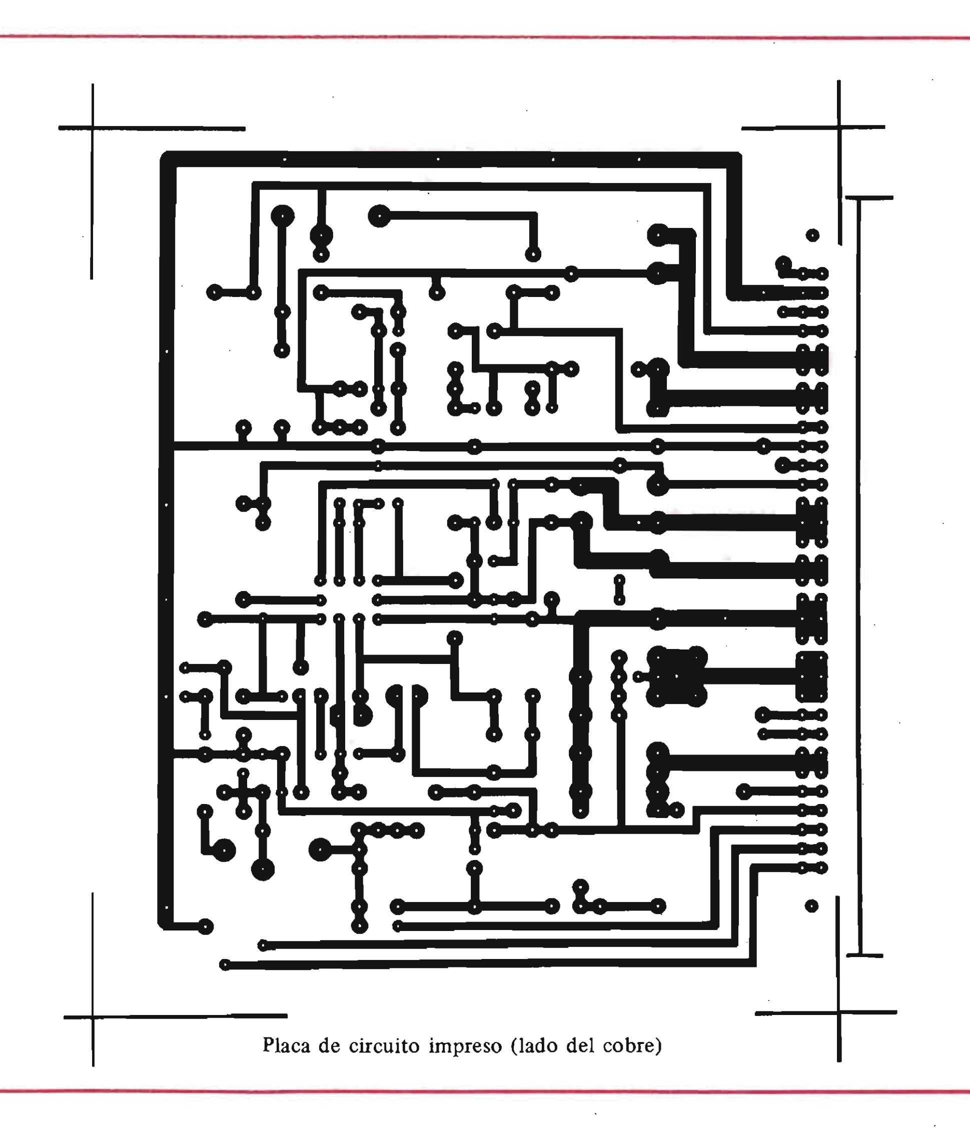
Circuito número	V_P (V) de	a	V_O (V)	I_O nom (A)	I_O corto (A)
1	+9,5	+12	+6	0,035	0,042
2	+9,5	+12	+6	0,065	0,04
3	+18	+26	+15	0,015	0,018
4	+18	+26	+15	0,035	0,017
5	+9,5	+12	+6	0,75	0,85
6	+19	+26	+15	0,65	0,25
7	+19	+26	+15	1,0	0,5
8	+10	+35	+5	2,5	N/A
9	+18	+22	+15	4,0	1,2
10	+60	+65	+48	1,5	N/A
11	−20	−25	−15	0,25	N/A
12	−53	−68	−48	0,125	N/A
13	−20	−40	−15	2,5	N/A
14	−20	−25	−15	3,5	N/A



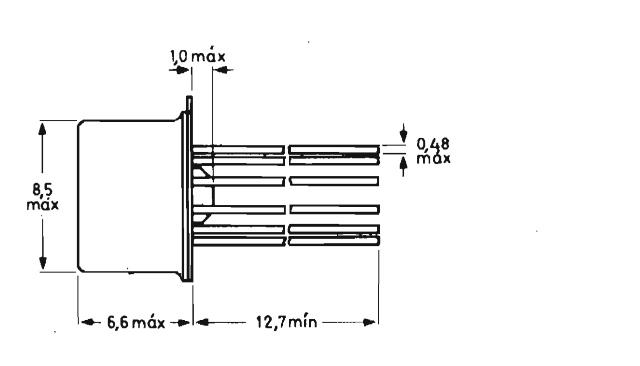
Placa de circuito impreso (lado de los componentes)

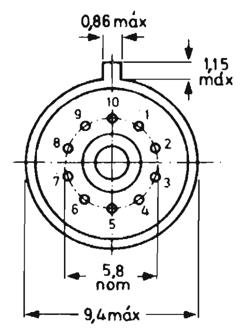


Ejemplo de radiador de aluminio de 110 mm^2 x 3 mm.
Todas las dimensiones en milímetros.



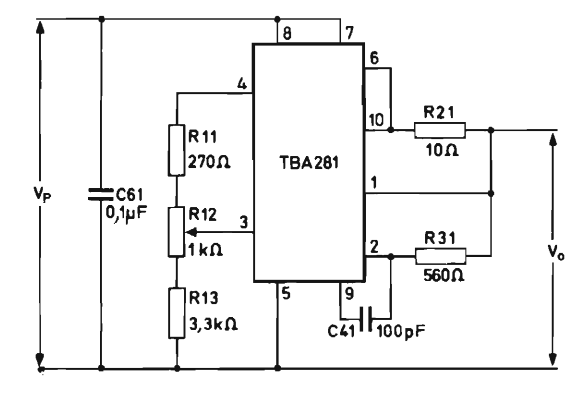
Placa de circuito impreso (lado del cobre)





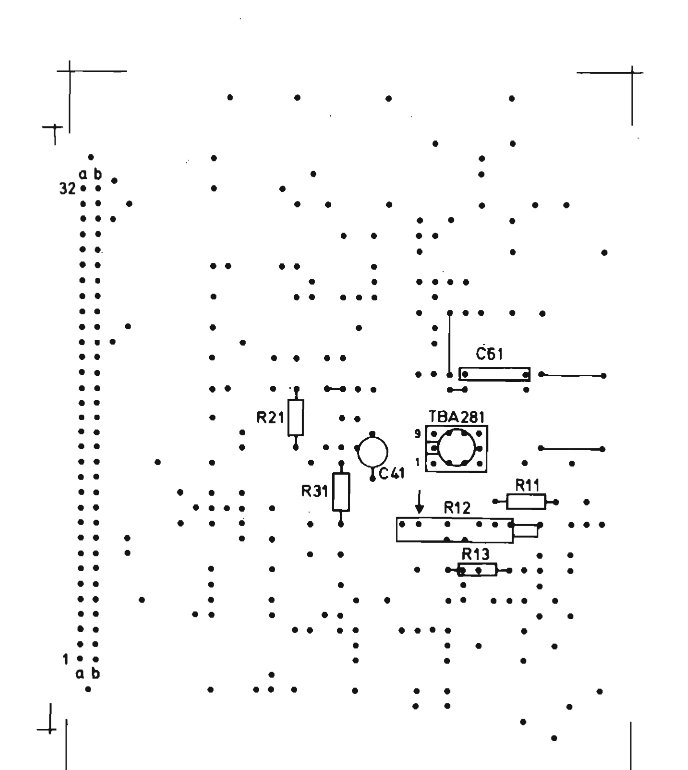
Cápsula del circuito integrado TBA281. Dimensiones en milímetros.

CIRCUITO 1



Características

V_P = +9,5 V a +12 V
V_O = +6 V
I_O nom = 35 mA
I_O corto = 42 mA



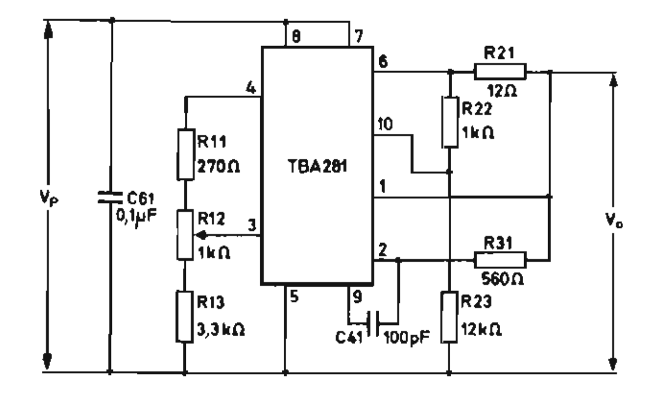
Componentes

C_{41} = 100 pF
C_{61} = 0,1 μF
R_{11} = 270 Ω
R_{12} = 1 kΩ
R_{13} = 3,3 kΩ
R_{21} = 10 Ω
R_{31} = 560 Ω

Conexiones placa

V_P = 27, 27a, 28, 28a
V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a
Masa = 31, 31a

CIRCUITO 2



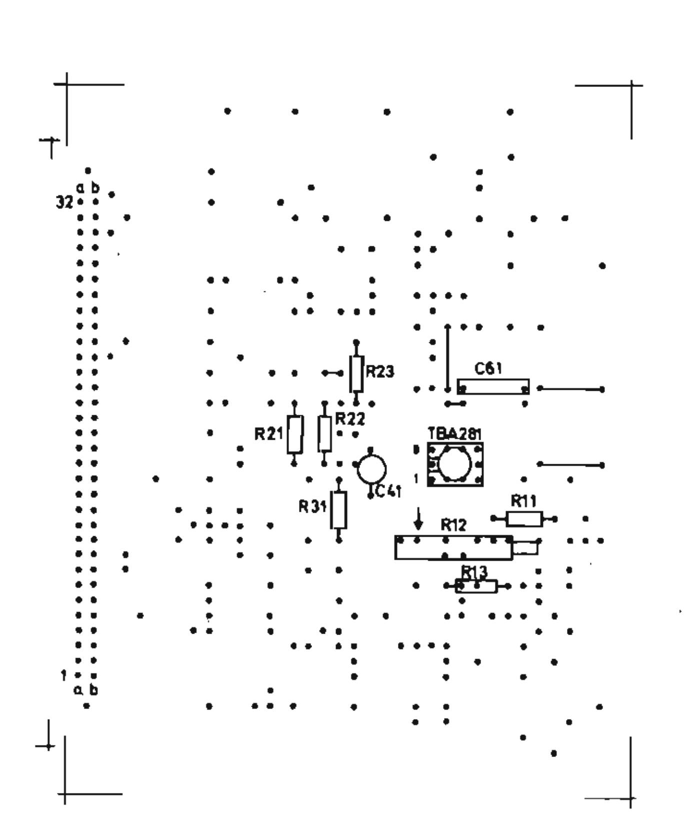
Características

V_P = +9,5 V a +12 V

V_O = +6 V

$I_{O\ nom}$ = 65 mA

$I_{O\ corto}$ = 40 mA



Componentes

C_{41} = 100 pF

C_{61} = 0,1 µF

R_{11} = 270 Ω

R_{12} = 1 kΩ

R_{13} = 3,3 kΩ

R_{21} = 12 Ω

R_{22} = 1 kΩ

R_{23} = 12 kΩ

R_{31} = 560 Ω

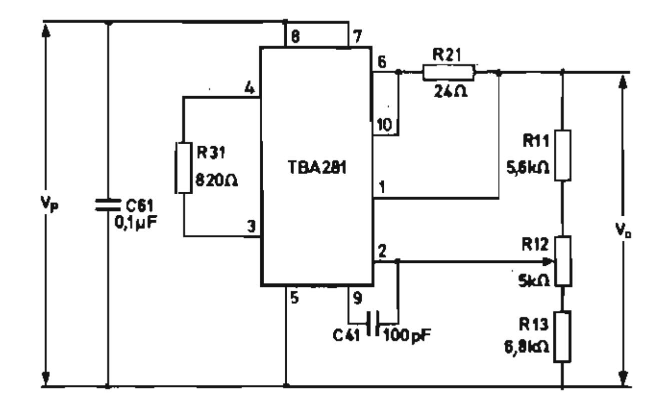
Conexiones placa

V_P = 27, 27a, 28, 28a

V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a

Masa = 31, 31a

CIRCUITO 3



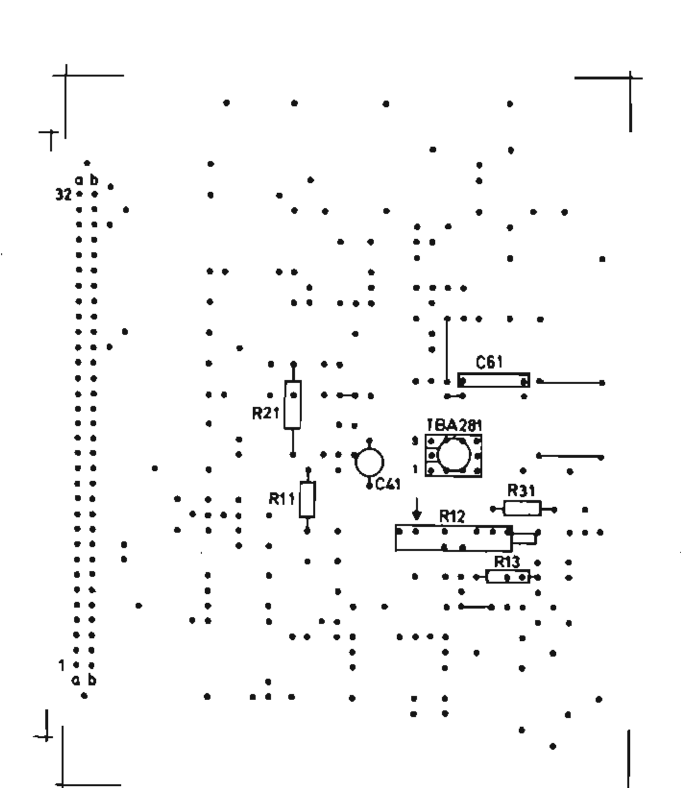
Características

V_P = +18 V a +26 V

V_O = +15 V

$I_{O\ nom}$ = 15 mA

$I_{O\ corto}$ = 18 mA



Componentes

C_{41} = 100 pF

C_{61} = 0,1 µF

R_{11} = 5,6 kΩ

R_{12} = 5 kΩ

R_{13} = 6,8 kΩ

R_{21} = 24 Ω

R_{31} = 820 Ω

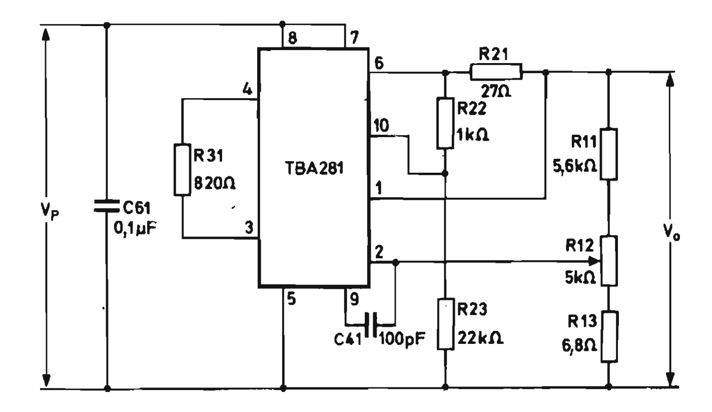
Conexiones placa

V_P = 27, 27a, 28, 28a

V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a

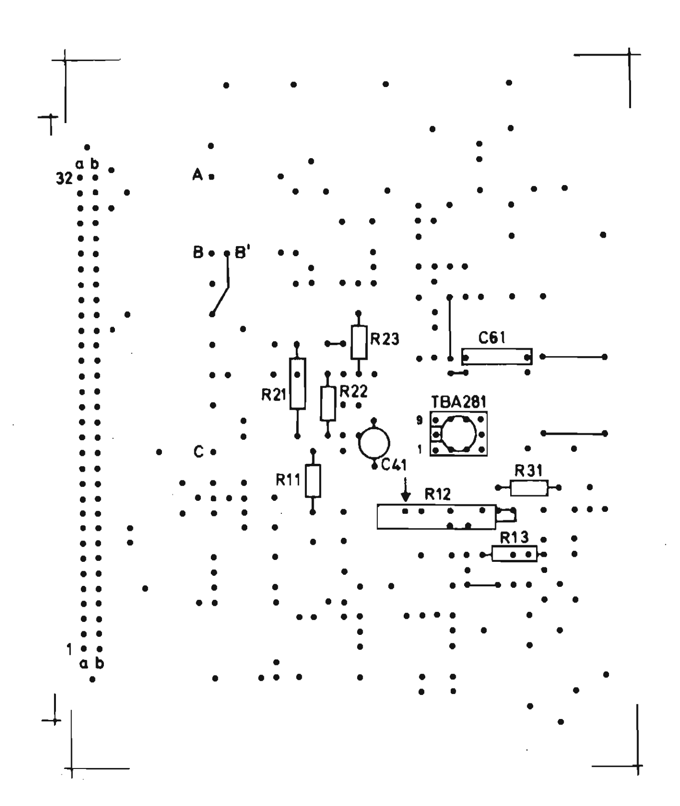
Masa = 31, 31a

CIRCUITO 4



Características

V_P = +18 V a +26 V
V_O = +15 V
I_O nom = 35 mA
I_O corto = 17 mA



Componentes

C_{41} = 100 pF
C_{61} = 0,1 μF
R_{11} = 5,6 kΩ
R_{12} = 5 kΩ
R_{13} = 6,8 kΩ
R_{21} = 27 Ω
R_{22} = 1 kΩ
R_{23} = 22 kΩ
R_{31} = 820 Ω

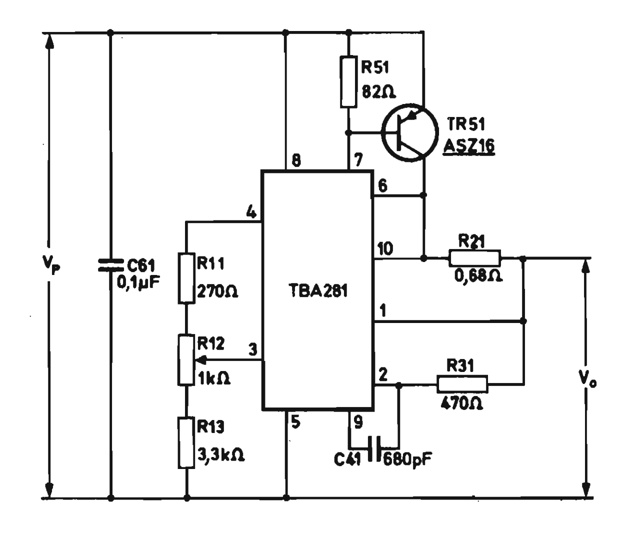
Conexiones placa

V_P = 27, 27a, 28, 28a
V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a
Masa = 31, 31a

Puntos de prueba

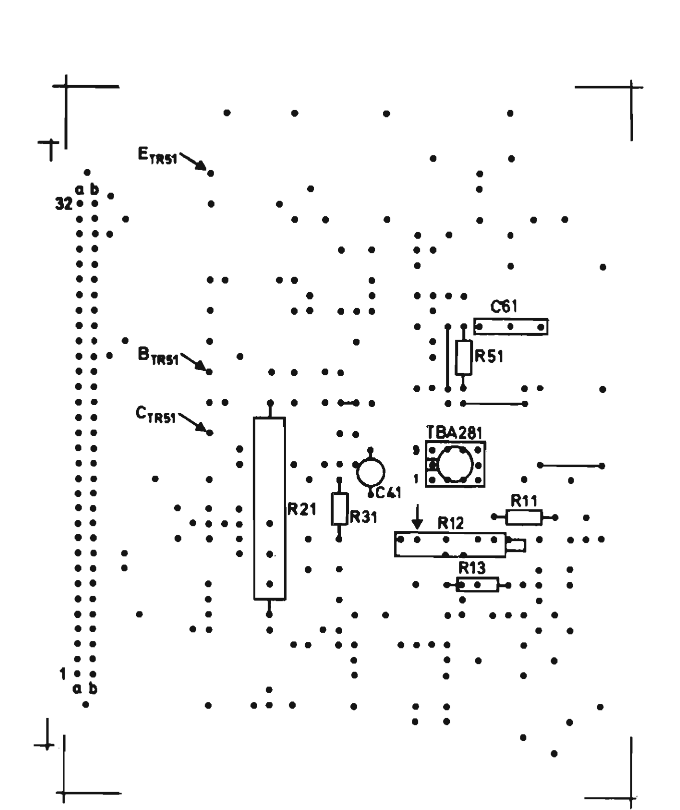
A = V_P
B = B' (interconectados) = masa
C = V_O

CIRCUITO 5



Características

V_P = +9,5 V a +12 V
V_O = +6 V
I_O nom = 750 mA
I_O corto = 850 mA



Componentes

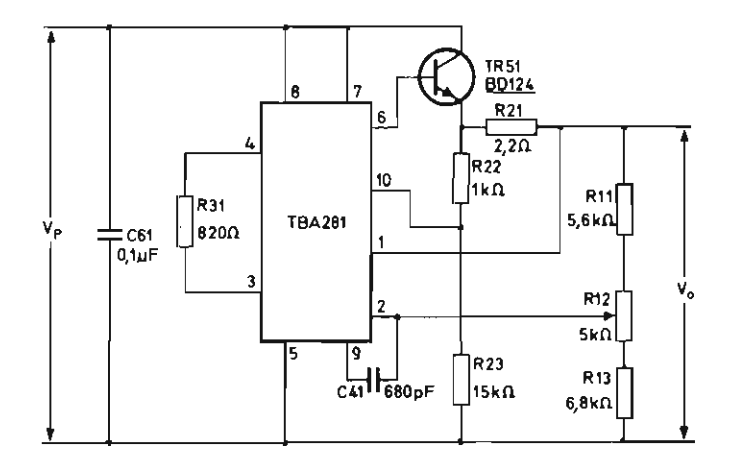
C_{41} = 680 pF
C_{61} = 0,1 µF
R_{11} = 270 Ω
R_{12} = 1 kΩ
R_{13} = 3,3 kΩ
R_{21} = 0,68 Ω
R_{31} = 470 Ω
R_{51} = 82 Ω
TR_{51} = ASZ16

Conexiones placa

V_P = 27, 27a, 28, 28a
V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a
Masa = 31, 31a

Nota: Radiador para TR_{51} = 110 mm^2 x 3 mm, aluminio + accesorio tipo 56201.

CIRCUITO 6



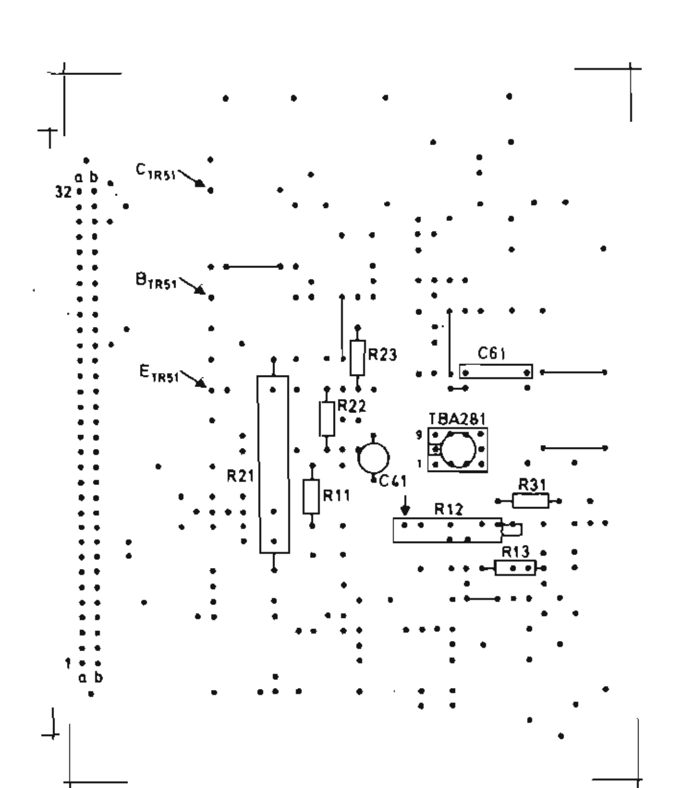
Características

V_P = +19 V a +26 V

V_O = +15 V

$I_{O\,nom}$ = 650 mA

$I_{O\,corto}$ = 250 mA



Componentes

C_{41} = 680 pF

C_{61} = 0,1 μF

R_{11} = 5,6 kΩ

R_{12} = 5 kΩ

R_{13} = 6,8 kΩ

R_{21} = 2,2 Ω

R_{22} = 1 kΩ

R_{23} = 15 kΩ

R_{31} = 820 Ω

TR_{51} = BD124

Conexiones placa

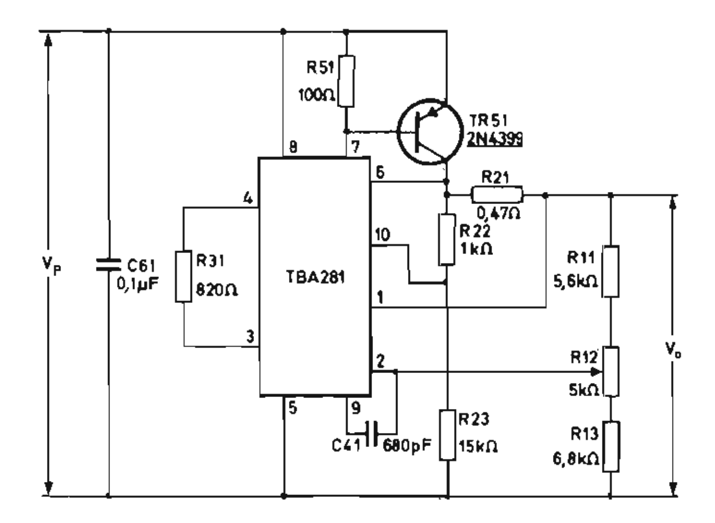
V_P = 27, 27a, 28, 28a

V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a

Masa = 31, 31a

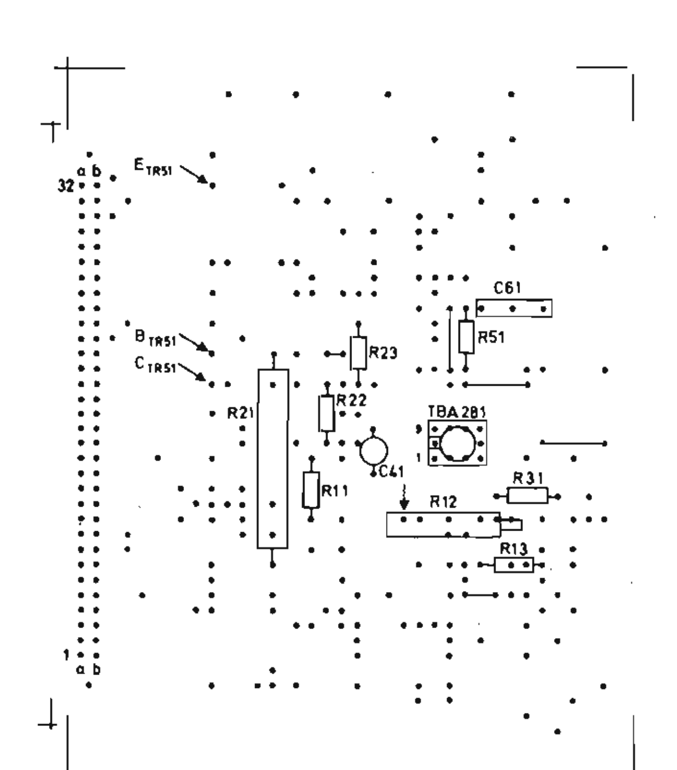
Nota: Radiador para TR_{51} = 110 mm^2 × 3 mm, aluminio + accesorio tipo 56203.

CIRCUITO 7



Características

V_P = +19 V a +26 V
V_O = +15 V
I_O nom = 1 A
I_O corto ≈ 0,5 A



Componentes

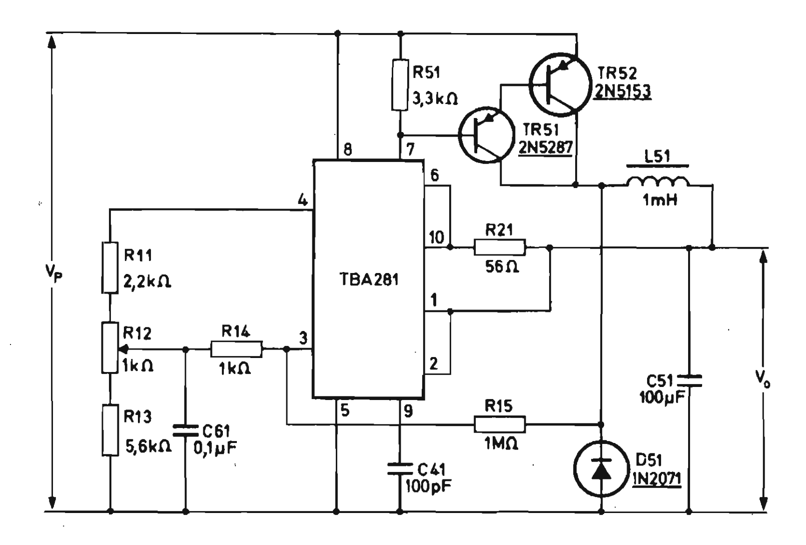
C_{41} = 680 pF
C_{61} = 0,1 μF
R_{11} = 5,6 kΩ
R_{12} = 5 kΩ
R_{13} = 6,8 kΩ
R_{21} = 0,47 Ω
R_{22} = 1 kΩ
R_{23} = 15 kΩ
R_{31} = 820 Ω
R_{51} = 100 Ω
TR_{51} = 2N 4399

Conexiones placa

V_P = 27, 27a, 28, 28a
V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a
Masa = 31, 31a

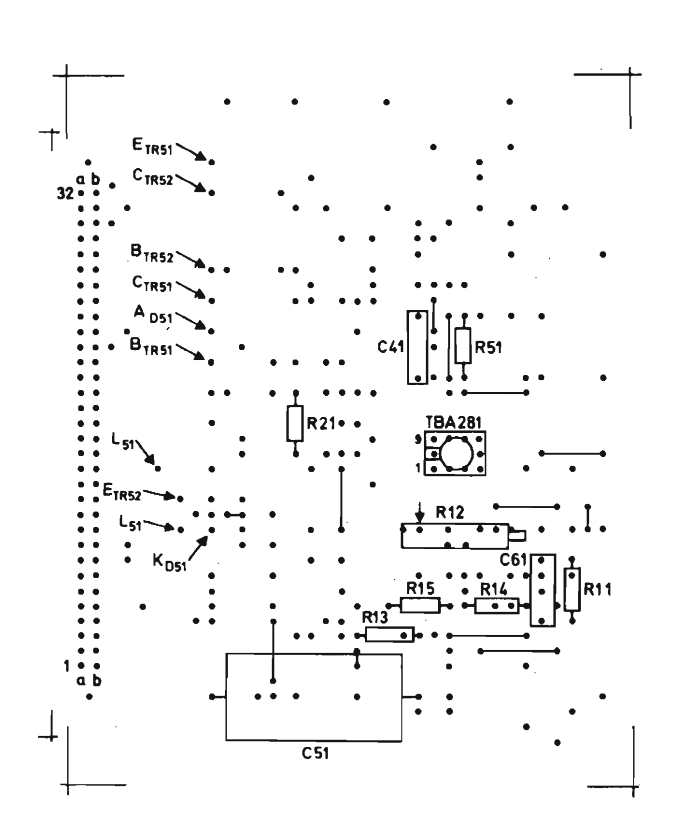
Nota: Radiador para TR_{51} = 110 mm² x 3 mm, aluminio + accesorio tipo 56203.

CIRCUITO 8



Características

V_P = +9,5 V a +12 V
V_O = +5 V
I_O nom = 2,5 A
Sin protección cortocircuitos



Componentes

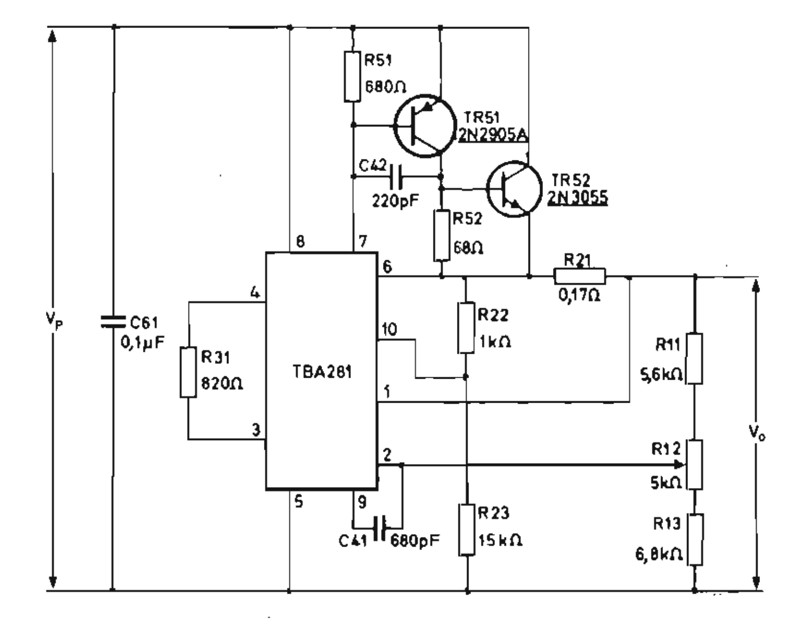
C_{41} = 100 pF
C_{61} = 0,1 µF
C_{51} = 100 µF
D_{51} = 1N 2071
L_{51} = 1 mH
R_{11} = 2,2 kΩ
R_{12} = 1 kΩ
R_{13} = 5,6 kΩ
R_{14} = 1 kΩ
R_{15} = 1 MΩ
R_{21} = 56 Ω
R_{51} = 3,3 kΩ
TR_{51} = 2N 5287
TR_{52} = 2N 5153

Conexiones placa

V_P=27, 27a, 28, 28a
V_O=13, 13a, 14, 14a, 15, 15a
Masa=23, 23a

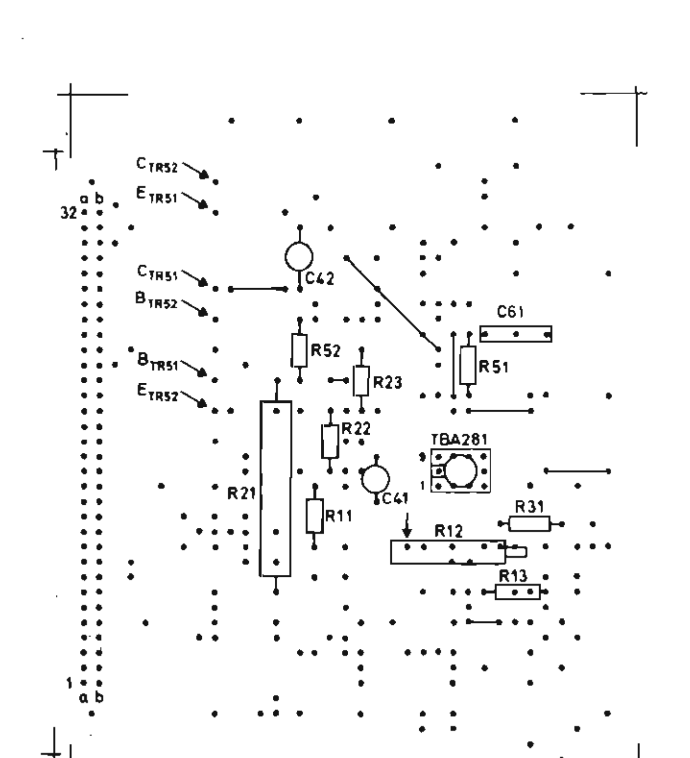
Notas: Radiador para TR_{51} y L_{51} = 110 mm^2 x 3 mm, aluminio,
para TR_{52} = 110 mm^2 de refrigerador tipo 56290.

CIRCUITO 9



Características

V_P = +19 V a +26 V
V_O = +15 V
I_O nom = 4 A
I_O corto = 1,2 A



Componentes

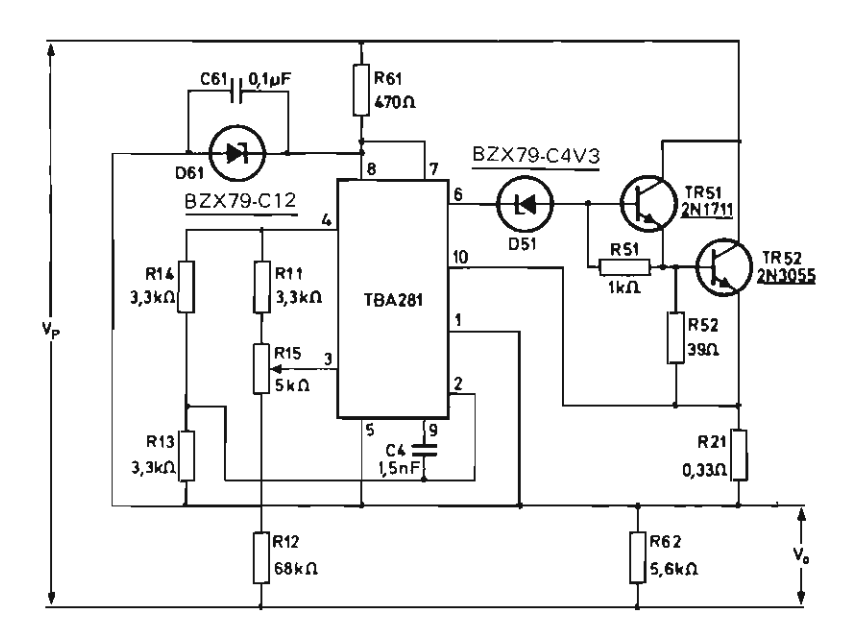
C_{41} = 680 pF
C_{42} = 220 pF
C_{61} = 0,1 μF
R_{11} = 5,6 kΩ
R_{12} = 5 kΩ
R_{13} = 6,8 kΩ
R_{21} = 0,17 Ω
R_{22} = 1 kΩ
R_{23} = 15 kΩ
R_{51} = 680 Ω
R_{52} = 68 Ω
TR_{51} = 2N 2905A
TR_{52} = 2N 3055

Conexiones placa

V_P = 27, 27a, 28, 28a
V_O = 13, 13a, 14, 14a, 15, 15a
Masa = 31, 31a

Notas: Radiador para TR_{51} = 110 mm² x 3 mm, aluminio + accesorio tipo 56218
para TR_{52} = 110 mm² de refrigerador tipo 56230.

CIRCUITO 10



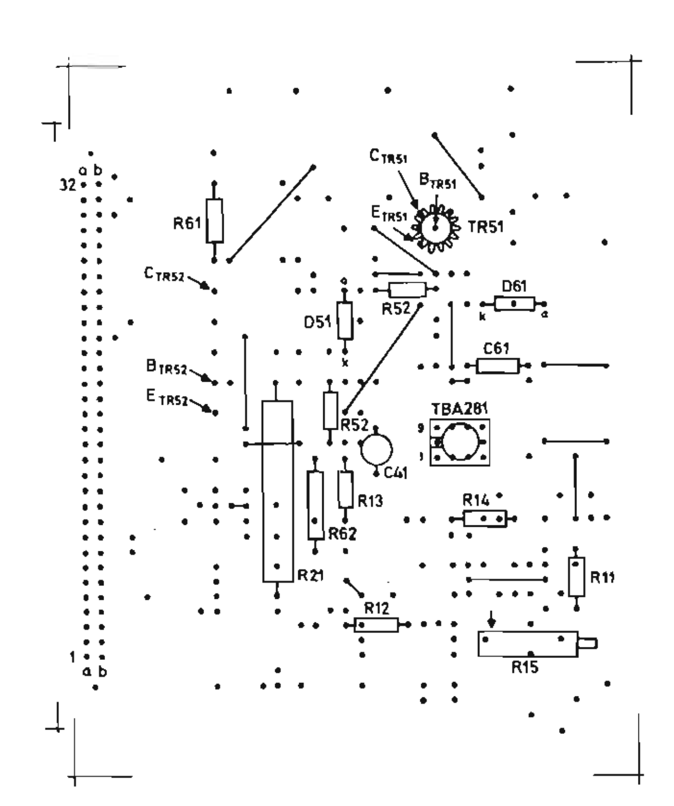
Características

V_P = +60 V a +65 V

V_O = +48 V

$I_{O\ nom}$ = 1,5 A

Sin protección cortocircuitos



Componentes

C_{41} = 1,5 nF

C_{61} = 0,1 µF

D_{51} = BZX79 – C4V3

D_{61} = BZX79 – C12

R_{11} = 3,3 kΩ

R_{12} = 68 kΩ

R_{13} = 3,3 kΩ

R_{14} = 3,3 kΩ

R_{15} = 5 kΩ

R_{21} = 0,33 Ω

R_{51} = 1 kΩ

R_{52} = 39 Ω

R_{61} = 470 Ω

R_{62} = 5,6 kΩ

TR_{51} = 2N 1711

TR_{52} = 2N 3055

Conexiones placa

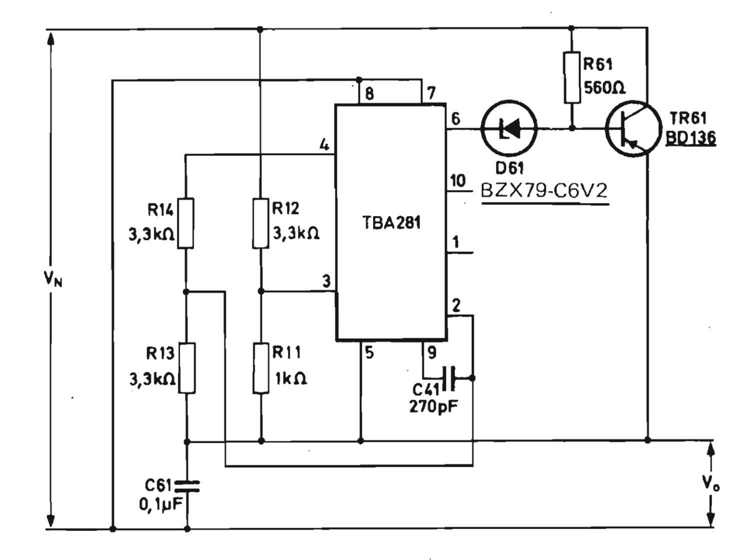
V_P = 25, 25a, 26, 26a

V_O = 23, 23a

Masa = 4, 4a

Notas: Radiador para TR_{51} = pinza resistencia térmica = 50 °C/W
para TR_{52} = 110 mm² de refrigerador tipo 56230.

CIRCUITO 11



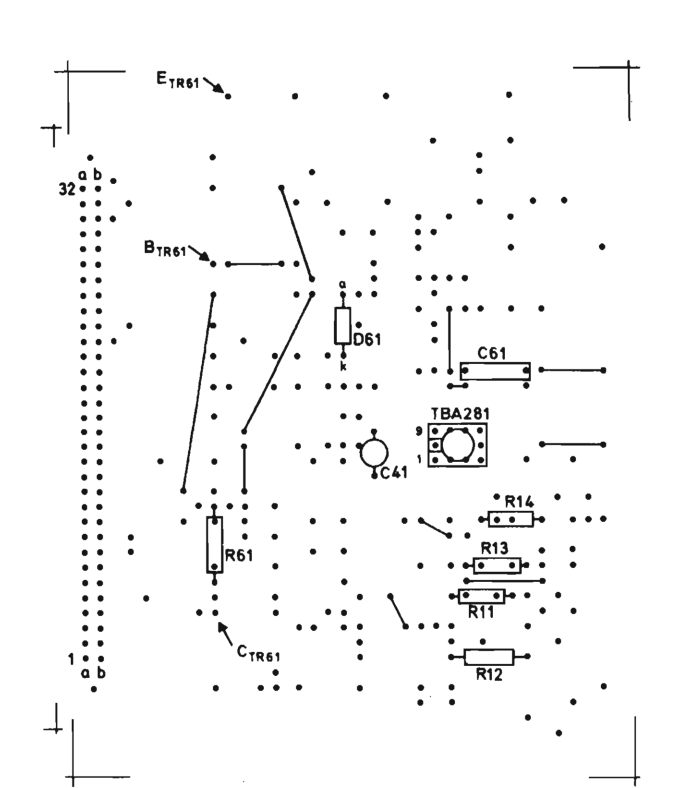
Características

$V_N = -20$ V a -25 V

$V_O = -15$ V

I_O nom = 250 mA

Sin protección cortocircuitos



Componentes

C_{41} = 270 pF

C_{61} = 0,1 µF

D_{61} = BZX79 – C6V2

R_{11} = 1 kΩ

R_{12} = 3,3 kΩ

R_{13} = 3,3 kΩ

R_{14} = 3,3 kΩ

R_{61} = 560 kΩ

TR_{61} = BD136

Conexiones placa

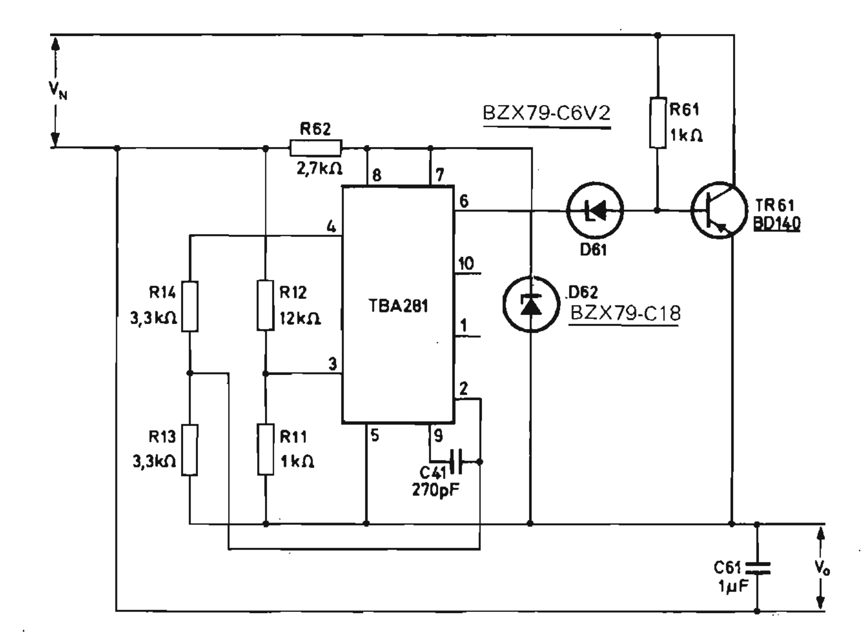
V_N = 7, 7a

V_O = 31, 31a

Masa = 28, 28a

Nota: Radiador para TR_{61} = 110 mm² x 3 mm, aluminio.

CIRCUITO 12



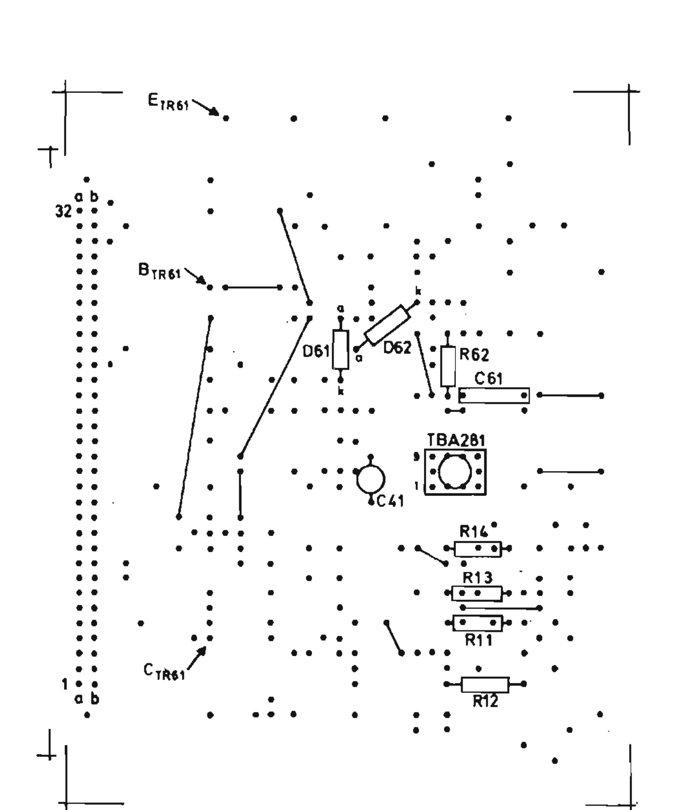
Características

$V_N = -53$ V a -68 V

$V_O = -48$ V

I_O nom = 125 mA

Sin protección cortocircuitos



Componentes

C_{41} = 270 pF

C_{61} = 1 µF

D_{61} = BZX79 – C6V2

D_{62} = BZX79 – C18

R_{11} = 1 kΩ

R_{12} = 12 kΩ

R_{13} = 3,3 kΩ

R_{14} = 3,3 kΩ

R_{61} = 1 kΩ

R_{62} = 2,7 kΩ

TR_{61} = BD140

Conexiones placa

V_N = 7, 7a

V_O = 31, 31a

Masa = 28, 28a

Nota: Radiador para TR_{61} = 110 mm^2 x 3 mm, aluminio.

CIRCUITO 13

Características

V_N = −20 V a −40 V
V_O = −15 V
I_O nom = 2,5 A
Sin protección cortocircuitos

Componentes

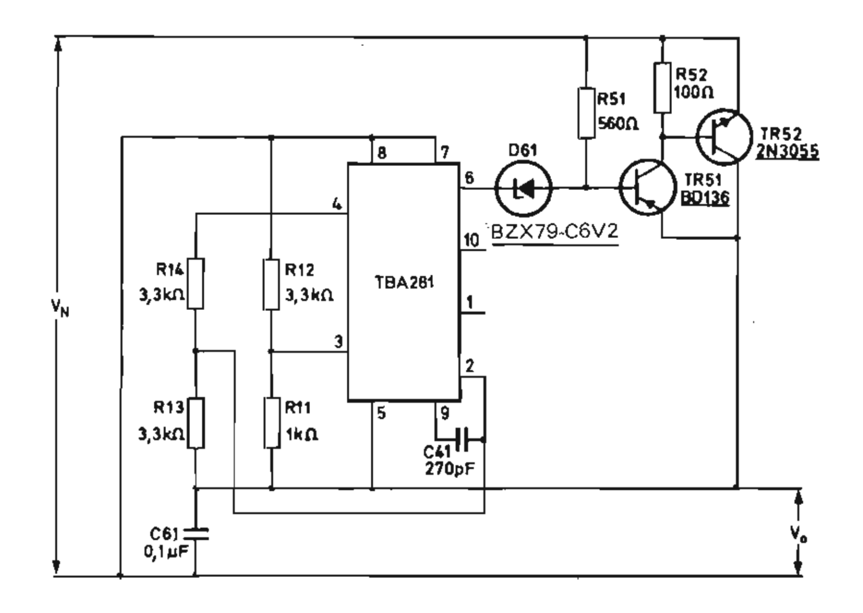
C_{11} = 0,1 μF
C_{41} = 15 pF
C_{61} = 100 μF
D_{51} = BZX79 – C6V2
D_{52} = 1N 2071
L_{51} = 1 mH
R_{11} = 1 kΩ
R_{12} = 3,3 kΩ
R_{16} = 1 kΩ
R_{17} = 1 MΩ
R_{15} = 220 Ω
R_{52} = 1 kΩ
TR_{51} = 2N 5287
TR_{52} = 2N 4116

Conexiones placa

V_N = Sin conectar a la placa
V_O = 31, 31a
Masa = 11, 11a, 28, 28a

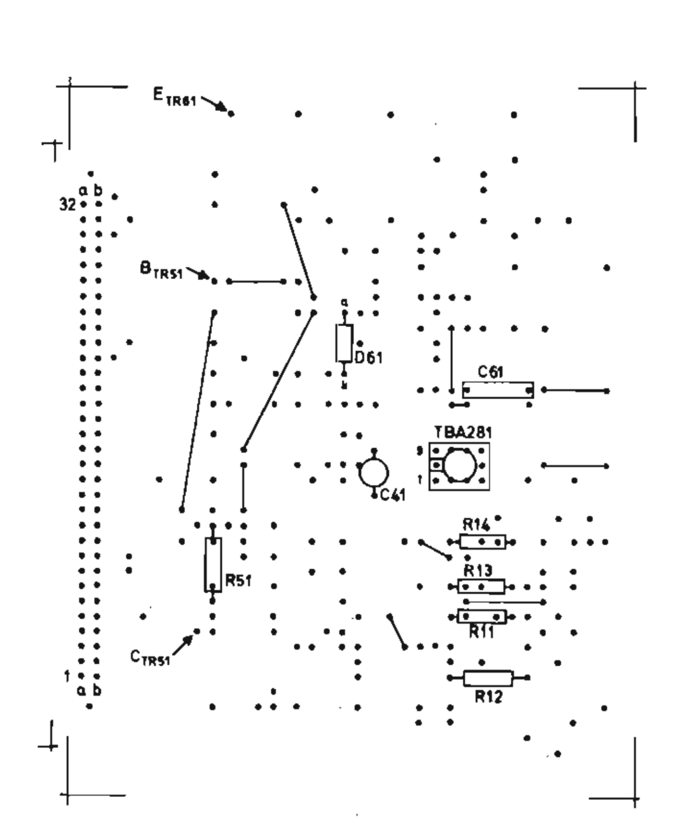
Notas: Radiador para TR_{51} = 110 mm² x 3 mm, aluminio
para TR_{52} = 110 mm² de refrigerador tipo 56290.

CIRCUITO 14



Características

V_N = −20 V to −30 V
V_O = −15 V
I_O nom = 3,5 A
Sin protección cortocircuitos



Componentes

C_{41} = 270 pF
C_{61} = 0,1 µF
D_{61} = BZX79 – C6V2
R_{11} = 1 kΩ
R_{12} = 3,3 kΩ
R_{13} = 3,3 kΩ
R_{14} = 3,3 kΩ
R_{51} = 560 Ω
R_{52} = 100 Ω
TR_{51} = BD136
TR_{52} = 2N 3055

Conexiones placa

V_N = 7, 7a
V_O = 31, 31a
Masa = 28, 28a

Notas: Radiador para TR_{51} = 110 mm² × 3 mm, aluminio
para TR_{52} = 110 mm² de refrigerador tipo 56290.

EXCITADOR PARA INVERSORES DE FRECUENCIA VARIABLE CON CIRCUITOS BLOQUE SERIE 61

Los inversores de frecuencia variable tienen numerosas aplicaciones. Pueden utilizarse en la alimentación de magnetrones, generadores de potencia ultrasónica, comprobadores de duración de vida de condensadores, control de motores de c.a. de velocidad variable, etc. Este artículo describe un circuito excitador para un inversor de dos tiristores, que produce impulsos de disparo con una diferencia de fase de 180°. La anchura del impulso es de 10 µs, valor adecuado para disparar con seguridad los tiristores. El control de frecuencia se efectúa por medio de una tensión continua variable; se necesita un margen de control de 6,5 V a 23,5 V para que la frecuencia de disparo varíe entre 1 kHz y 10 kHz. El diseño se basa en circuitos bloque de la serie 61.

Descripción del circuito

La figura 1 representa el circuito excitador del inversor y sus formas de onda; *TH1* y *TH2* son los tiristores del inversor. El elemento de control de frecuencia es un generador de impulsos del tipo de relajación, cuya frecuencia de trabajo está determinada por la tensión continua de control V_{contr}. La salida del oscilador (forma de onda *A*) dispara un biestable. Este trabaja como divisor por dos, de forma que la frecuencia de disparo del tiristor es igual a la mitad de la frecuencia del oscilador. El disparo del biestable está asegurado mediante una elección adecuada de *C3* y *C4*. A la salida del oscilador se obtiene también una señal invertida (forma de onda *B*) que se aplica a los dos generadores de impulso de disparo junto con las tensiones de salida del biestable (formas de onda *C* y *D*).

Examinemos el funcionamiento del generador de impulsos de disparo superior. El disparador Schmitt bascula (onda de entrada *E*) siempre que las señales *B* y *C* alcanzan el nivel ALTO. Entonces se produce un impulso de salida negativo (forma de onda *F*) que dispara *TH1* por medio del transformador de impulsos TT61.

Como las salidas del biestable están en fase opuesta, el generador de impulsos de disparo inferior da impulsos a *TH2* con un desfase de 180° (compárense las formas de onda *H* y *F*). Los impulsos de disparo de los tiristores y los producidos por el generador de impulsos tienen la misma anchura; la anchura del impulso se hace igual a 10 µs eligiendo un valor adecuado de *C1*. Los condensadores *C5* y *C6* presentan una baja impedancia para señales parásitas, con lo que se evita el riesgo de disparos espurios.

El margen de la tensión de control y, en consecuencia, el de la frecuencia de disparo está determinado por limitaciones del circuito. Si V_{contr} es baja, la tensión que aparece en bornes de *C1* es insuficiente para excitar el generador de impulsos. Como la frecuencia del generador aumenta con la tensión de control y a frecuencias elevadas se produce un funcionamiento errático del multivibrador, se impone un límite superior a la tensión de control.

Figura 1. Esquema del excitador y formas de onda simplificadas (escala arbitraria)

Los oscilogramas de las figuras 2 a 5 muestran el funcionamiento del circuito. Como se ve en la forma de onda inferior de la figura 4, el condensador de 270 pF se carga ligeramente debido al tiempo de propagación del biestable. Por esta razón, la salida del biestable cae a cero después de que la salida invertida del generador comience a subir; pero la tensión del condensador es insuficiente para provocar una conmuta-

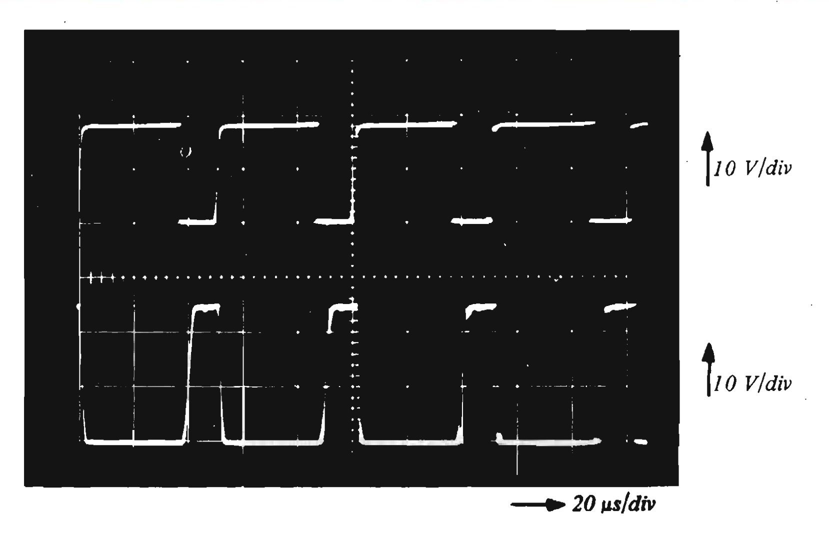


Figura 2. Salida directa (curva superior) e invertida (curva inferior) del generador de impulsos de frecuencia variable

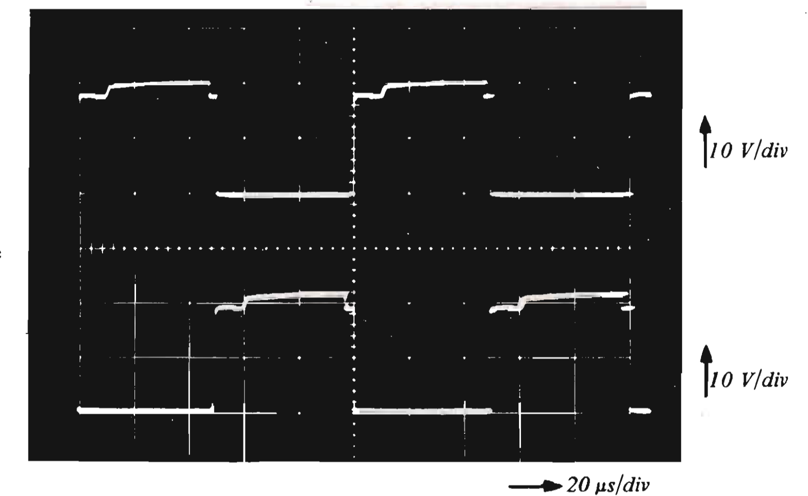


Figura 3. Formas de onda de salida del biestable

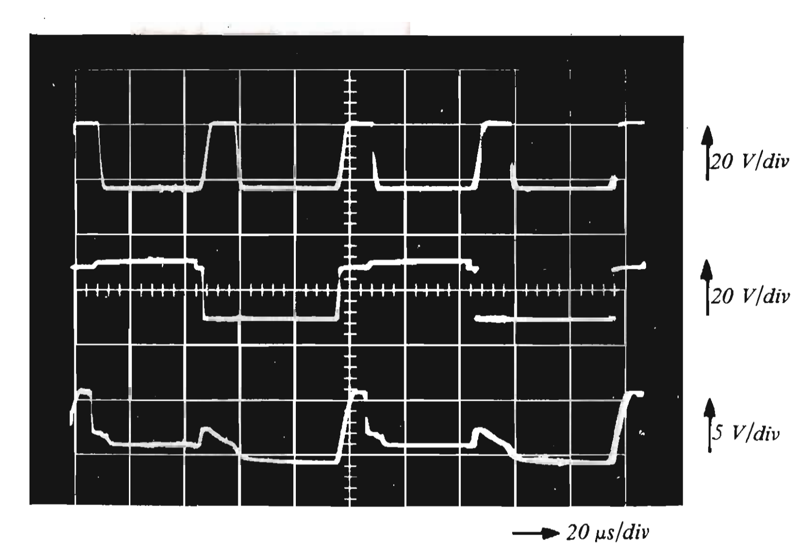


Figura 4. Salida invertida del generador de impulsos de frecuencia variable (curva superior), salida del biestable (curva central) y señal de excitación del disparador Schmitt (curva inferior)

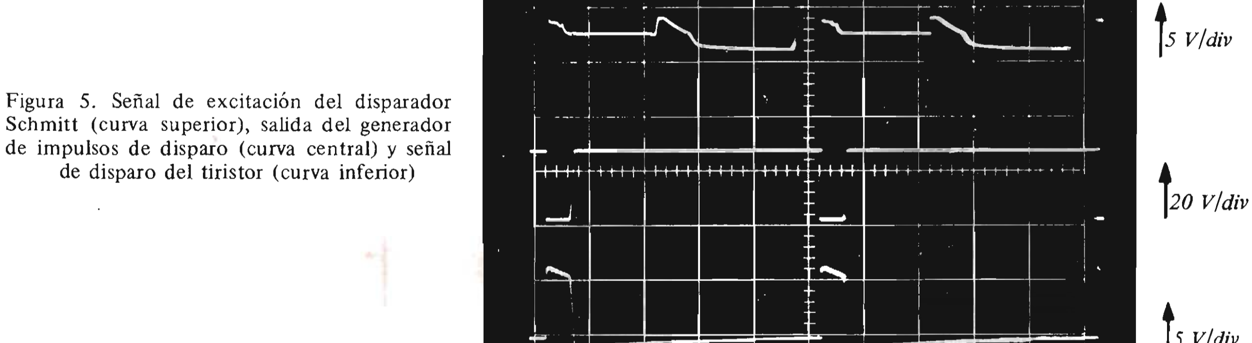


Figura 5. Señal de excitación del disparador Schmitt (curva superior), salida del generador de impulsos de disparo (curva central) y señal de disparo del tiristor (curva inferior)

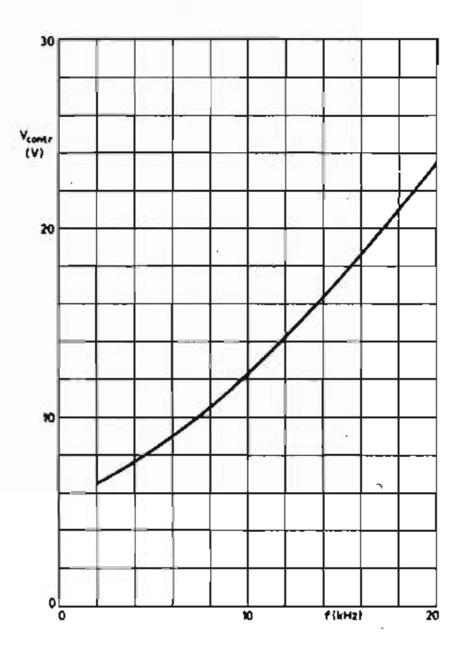


Figura 6. Frecuencia del generador de impulsos en función de la tensión de control

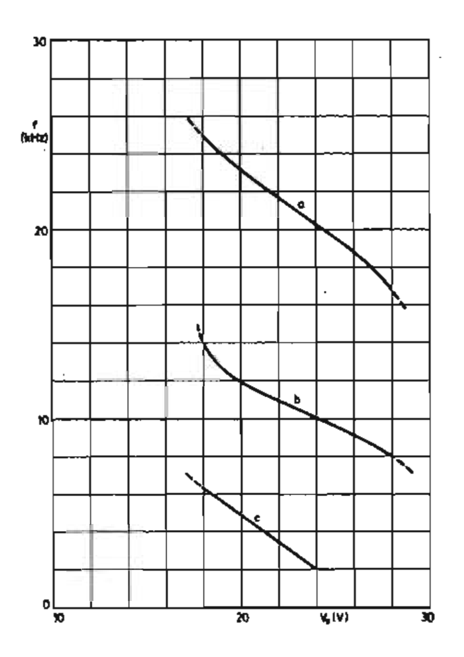
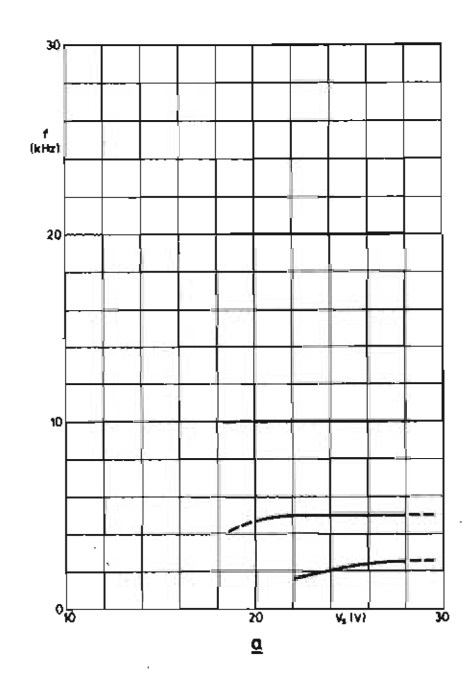
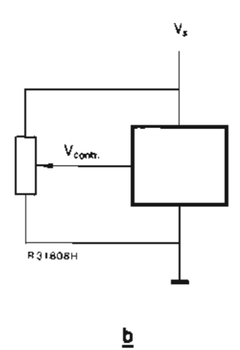


Figura 7. Influencia de la tensión continua de alimentación, en la frecuencia del generador de impulsos para valores fijos de V_{contr}

curva *a*: V_{contr} = 23,5 V;
curva *b*: V_{contr} = 12,2 V;
curva *c*: V_{contr} = 6,5 V.



a



b

Figura 8. Influencia de la tensión continua de alimentación, en la frecuencia del generador de impulsos (a), para diferentes posiciones del potenciómetro (b)

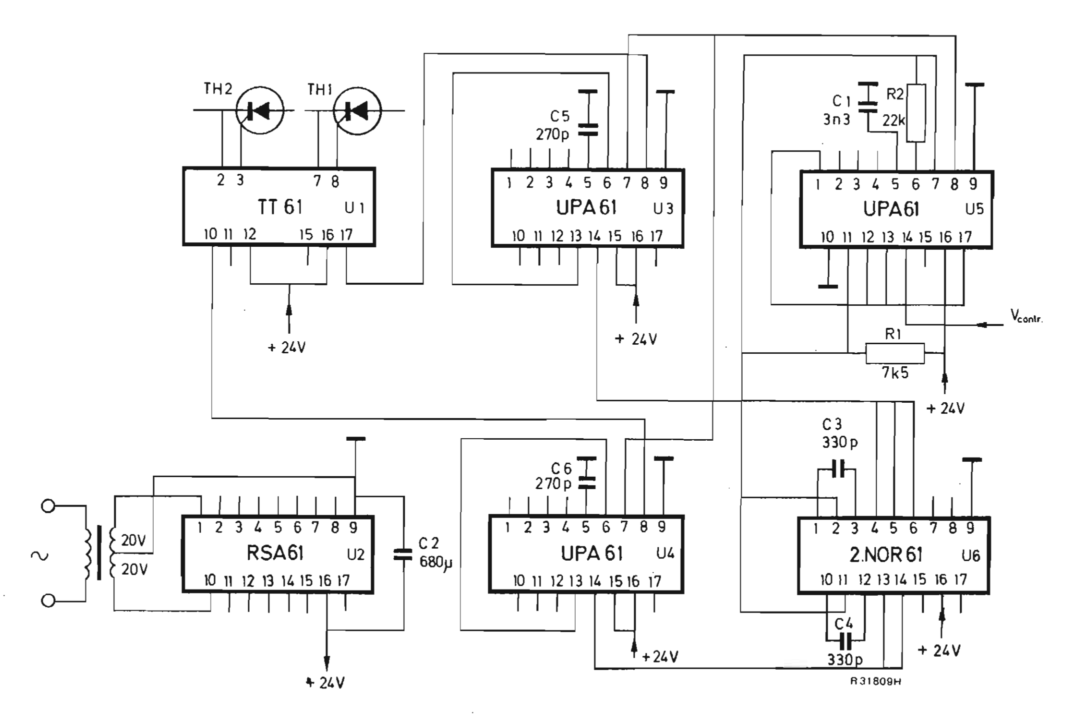


Figura 9. Cableado del circuito excitador para inversores

ción parásita del disparador de Schmitt. En las formas de onda de la figura 5 puede verse que el tiempo de propagación del disparador Schmitt es de 4 μs aproximadamente.

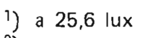
La figura 6 representa la variación de la frecuencia del oscilador con la tensión continua de control. La influencia de la tensión continua de alimentación se muestra en las curvas de las figuras 7 y 8. Evidentemente, para conseguir una buena estabilidad de frecuencia (fig. 8) debe obtenerse la tensión de control a partir de la alimentación continua. Para frecuencias inferiores a 2 kHz, el circuito deja de funcionar por las razones antes indicadas.

El funcionamiento seguro tiene lugar en el margen de 2 kHz a 20 kHz (1 kHz a 10 kHz en la frecuencia de disparo).

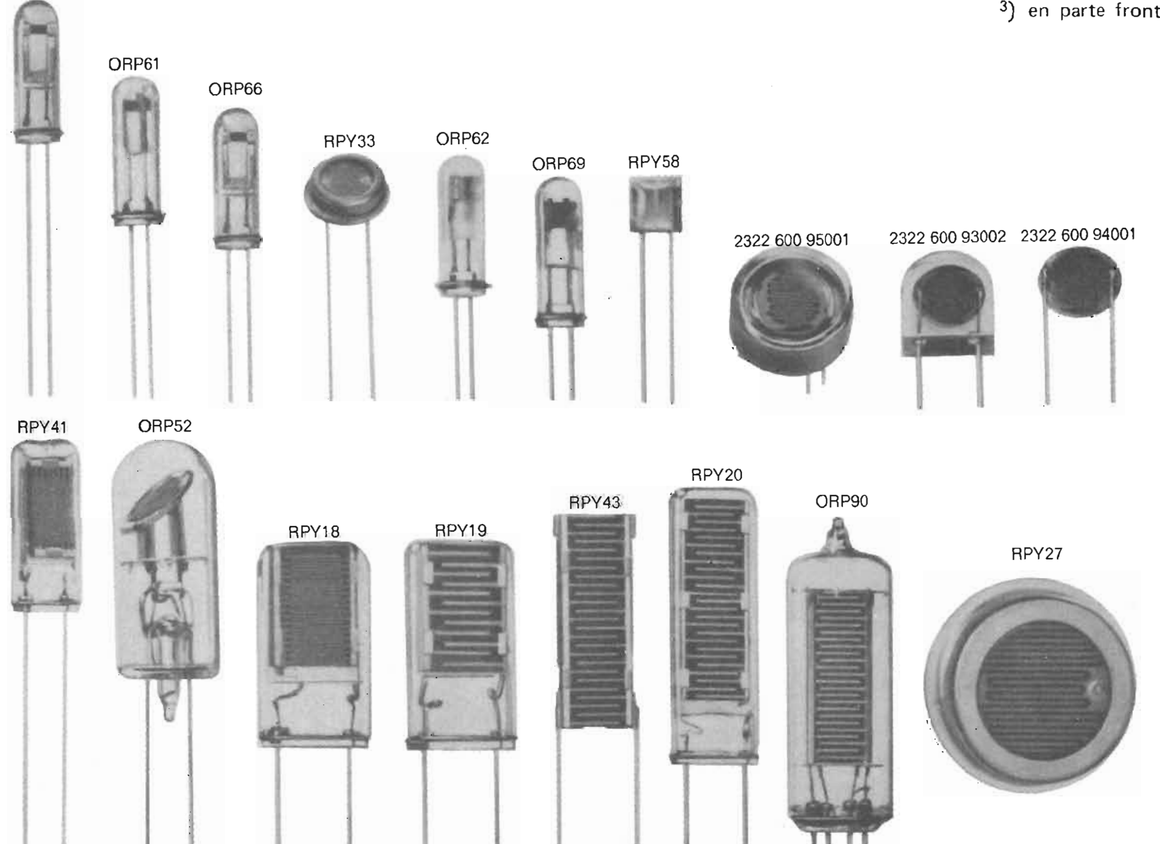
La figura 9 representa el cableado del circuito excitador para inversores. Se consigue un montaje compacto y barato montando los circuitos bloque en un chasis UCM60.

CELULAS FOTOCONDUCTORAS DE CdS

Tipo	Parte sensible	Disipación (máx.)	Resistencia oscuridad inicial	Resistencia iluminación inicial a 50 lux	Tensión (máx.)	Dimensiones (máx.)
ORP60	frontal	70 mW	> 200 M Ω	60 k Ω	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP61	lateral	70 mW	> 200 M Ω	60 k Ω	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP66	frontal	70 mW	> 200 M Ω	< 55 k Ω	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
RPY33	frontal	75 mW	> 0,1 M Ω	3,5 k Ω ¹)	50 V	3,4 x ø 9,4 mm
ORP62	lateral	100 mW	> 150 M Ω	45 k Ω	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP69	frontal y lateral	100 mW	> 100 M Ω	30 k Ω ³)	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
RPY58	lateral	200 mW	> 0,2 M Ω	0,6 k Ω	50 V	6 x 6 x 2 mm
2322 600 95001	frontal	200 mW		75 to 300 Ω²)	150 V	9 x ø 14 mm
2322 600 93002	lateral	200 mW		75 to 300 Ω²)	150 V	11 x 13,5 x 3,7 mm
2322 600 94001	lateral	200 mW		75 to 300 Ω²)	150 V	2,3 x ø 9,1 mm
RPY41	lateral	225 mW	> 9 M Ω	1,6 k Ω	100 V	22 x 10,3 x 4,3 mm
ORP52	frontal y lateral	400 mW	> 4 M Ω	1,2 k Ω ³)	200 V	36 x ø 15,9 mm
RPY18	lateral	500 mW	> 5,6 M Ω	0,4 k Ω	100 V	27 x 16,3 x 6 mm
RPY19	lateral	500 mW	> 10 M Ω	3 k Ω	400 V	27 x 16,3 x 6 mm
RPY43	lateral	750 mW	> 10 M Ω	1,5 k Ω	400 V	30,5 x 13,5 x 2 mm
RPY20	lateral	1 W	> 6,5 M Ω	1,5 k Ω	400 V	43 x 16 x 6 mm
ORP90	lateral	1 W	> 4 M Ω	1 k Ω	350 V	54 x ø 19 mm
RPY27	frontal	1 W	> 6 M Ω	0,65 k Ω	400 V	7,6 x ø 32 mm



¹) a 25,6 lux
²) a 1000 lux
³) en parte frontal



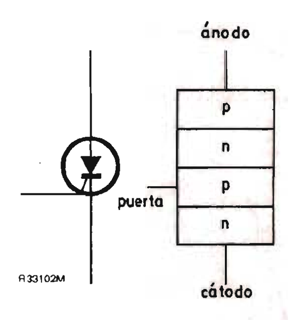
LA CARACTERISTICA DE PUERTA DE LOS TIRISTORES

La representación gráfica de la característica de puerta de los tiristores (véase figura) a menudo es objeto de interpretaciones erróneas. Este artículo explica cómo se construye este gráfico y proporciona al mismo tiempo un resumen sobre las propiedades del tiristor.

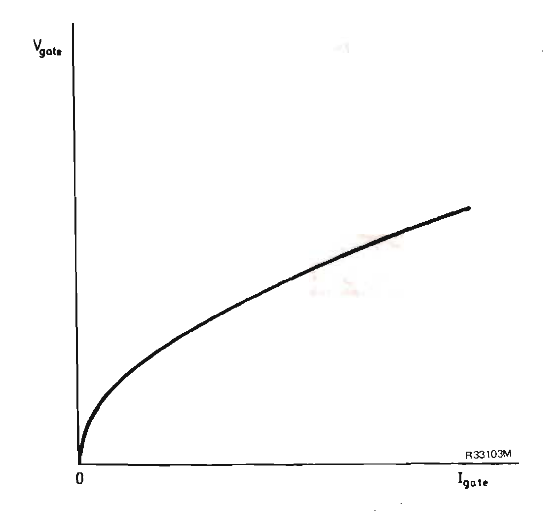
Se descompone el gráfico en sus distintas partes, y se examina detalladamente la obtención e interpretación de cada una.

Característica de puerta de un tiristor

De forma aproximada, la unión puerta-cátodo de un tiristor actúa como un diodo PN.

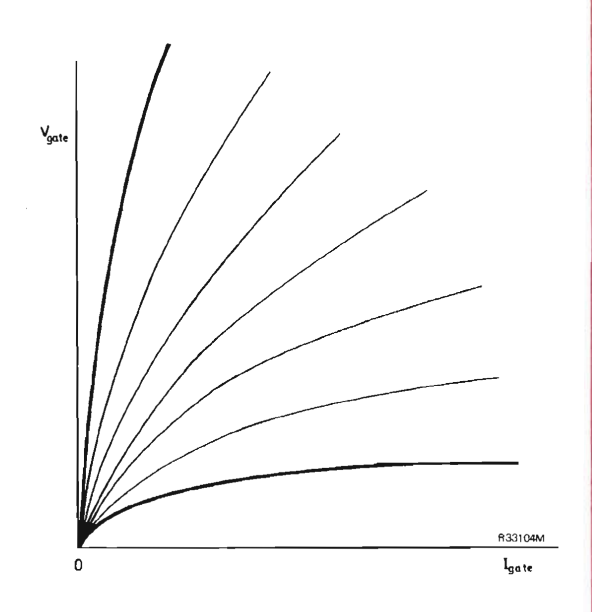


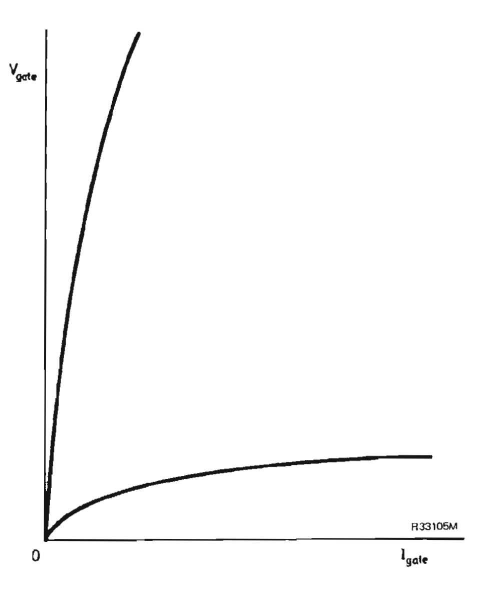
Así, pues, si se representa la corriente en el eje horizontal, la característica directa será como indica la figura.



DISPERSIÓN EN LAS CARACTERÍSTICAS

Puesto que no se toman medidas especiales para limitar la dispersión en las características directas de las uniones de puerta, no es de extrañar que, para un tipo dado de tiristor, tengan que dibujarse cierto número de curvas para abarcar todas las variaciones individuales.





Para mayor comodidad, se dibujan solo las dos curvas extremas, sobrentendiéndose que todas las demás se encuentran entre ambas.

DISIPACIÓN MÁXIMA

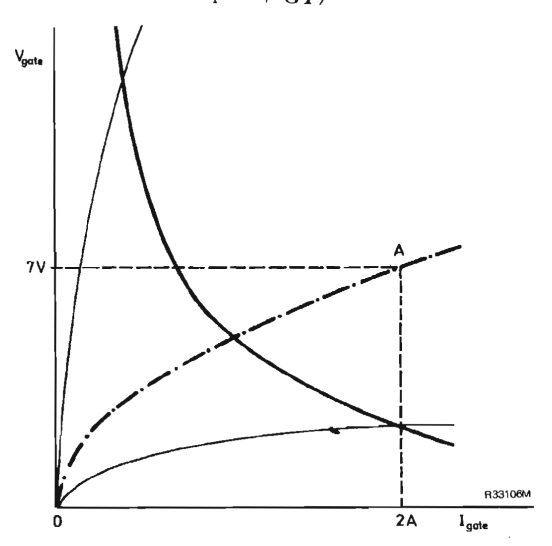
Consideremos, de momento, un tiristor típico, con los valores y características siguientes:

Valores nominales

Tensión inversa de pico *(V_{RGN})*	5	V
Disipación de potencia, valor medio *(P_{GAV})*	0,5	W
Disipación de potencia, valor de pico *(I_{GT})*	5	W

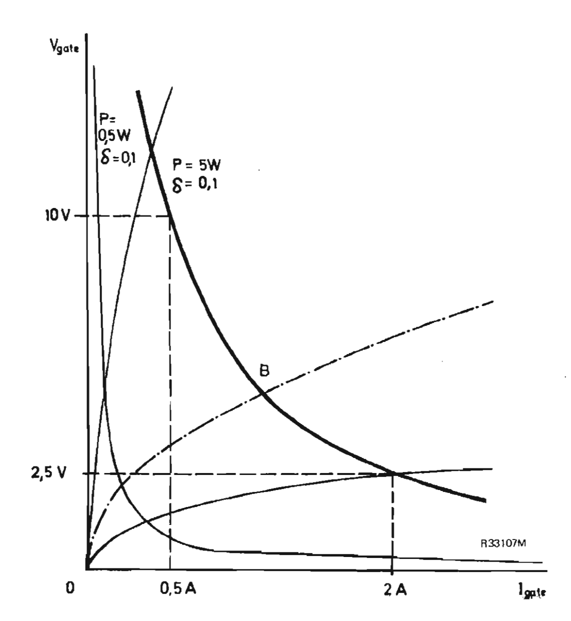
Características

Tensión de disparo *(V_{GT})*	> 3,5	V
Corriente de disparo *(I_{GT})*	> 65	mA



(Las tensiones indicadas se han medido en los terminales del tiristor; no son las tensiones en circuito abierto de los circuitos de entrada del disparador de puerta.)

Suponiendo que la característica directa de puerta sea aproximadamente la curva media, la representaremos por una línea de trazos y puntos. Si se toma un punto arbitrario en esta línea (punto *A*), se puede comprobar si resulta adecuado como punto de disparo multiplicando la tensión y la corriente correspondientes y comparando este producto con el valor nominal de la potencia. En el caso del punto *A*, la tension es de 7 V y la corriente de 2 A, de modo que la potencia disipada es de 14 W. Este valor supera claramente no sólo la potencia nominal continua (0,5 W), sino incluso el pico de potencia nominal (5 W).

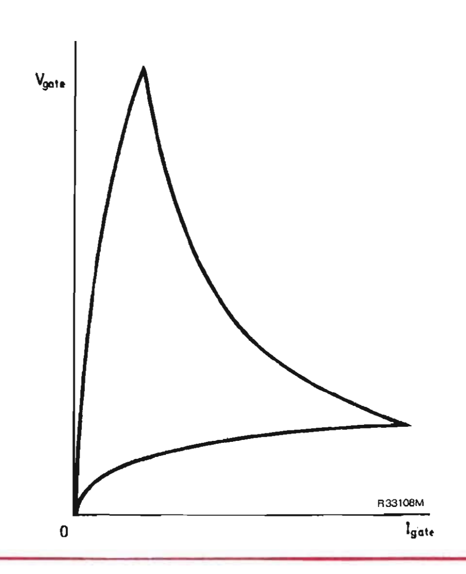


No obstante puede encontrarse un punto B, más cerca del origen, en el cual el producto tensión por corriente sea igual a 5 W. El lugar geométrico de todos los puntos que representan 5 W es una hipérbola. Esta línea es, evidentemente, la curva de potencia máxima, ya que 5 W es el pico nominal de potencia. Si se utiliza esta curva, el ciclo de trabajo no debe exceder de

$$\frac{\text{potencia media nominal}}{\text{pico nominal de potencia}} = \frac{0{,}5}{5} = 0{,}1$$

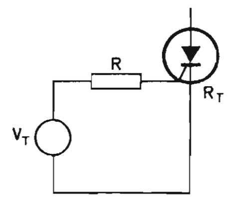
El trabajo en régimen continuo exigiría el empleo de la curva de 0,5 W ($\delta = 1{,}0$). Entre ambas curvas hay una zona adecuada para trabajar con impulsos.

Así, pues, las tensiones y corrientes admisibles para el disparo se encuentran dentro del área limi- por tres curvas.

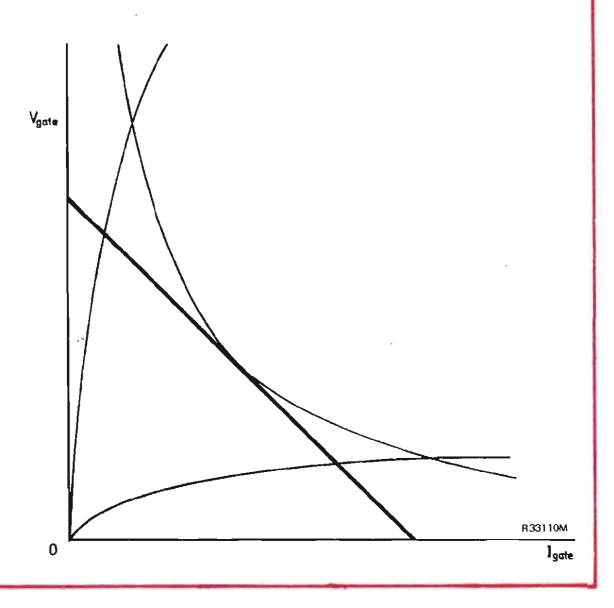


CIRCUITO DE DISPARO

Los circuitos de disparo deben ser capaces de disparar todos los tiristores de un determinado tipo, independientemente de las diferencias individuales en las características de puerta. El generador de disparo produce una cierta tensión V_T y tiene una resistencia interna además de una resistencia externa (ambas se representan por R).

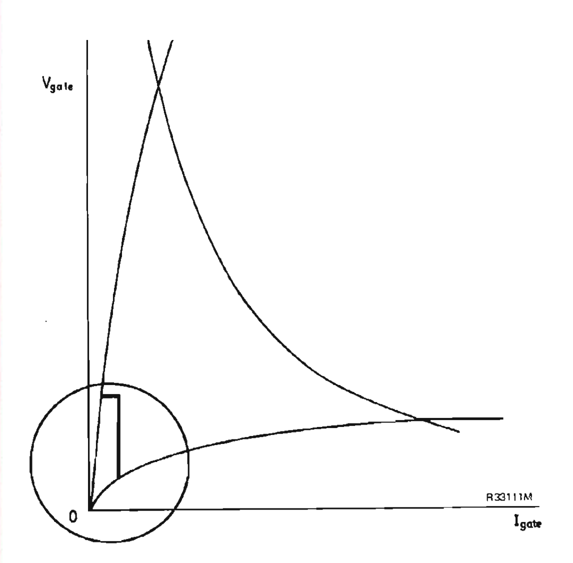


El valor de esta resistencia se indica en la gráfica por la línea de carga. V_T y R se han de elegir de forma que esta línea sea tangente a la curva de 5 W. Esto dará la máxima seguridad de disparo y la mayor inyección de corriente posible.

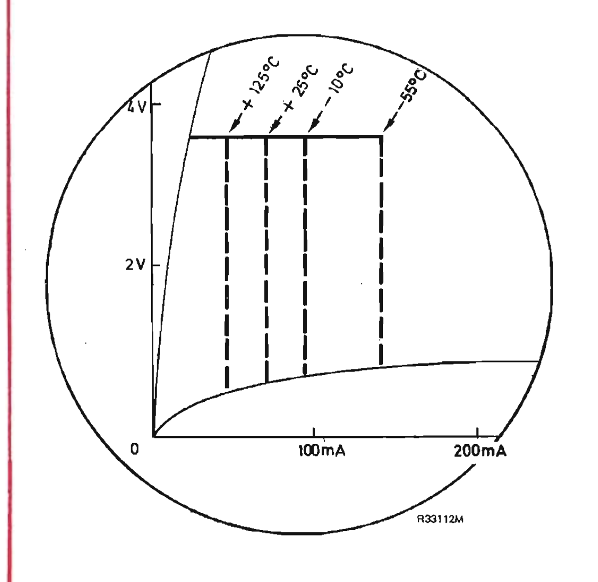


NIVEL MÍNIMO DE DISPARO

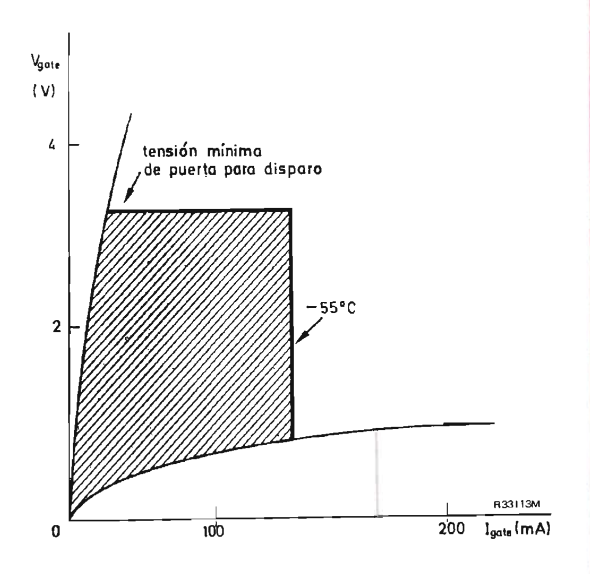
En el otro extremo de la escala, el nivel por debajo del cual el disparo resulta inseguro está determinado por el mínimo número de portadores de carga que necesita la unión puerta-cátodo para llevar el tiristor a la conducción por efecto regenerativo. Esta corriente mínima disminuye al aumentar la temperatura.



La reproducción ampliada de la región encerrada en el círculo muestra la influencia de la temperatura sobre la corriente. Las líneas verticales a trazos, una para cada temperatura, indican los límites. A la izquierda de estos límites el disparo es inseguro.



Además hay un límite en la tensión de puerta, por debajo del cual algunos tiristores de un tipo dado pueden no dispararse. Este límite está indicado por una línea recta horizontal. Es evidente que si hay que garantizar el disparo, la línea de carga no debe entrar en la región rayada (recuérdese que esta región varía con la temperatura.



CONCLUSIÓN

Hemos examinado todos los aspectos de la característica de puerta de un tiristor, representada en la primera figura de este artículo. Este gráfico constituye un método adecuado para presentar los datos esenciales, pero su correcta interpretación requiere un buen conocimiento de la forma como ha sido construido. Este artículo intenta esclarecer sus aparentes complejidades, a fin de que quienes no estén familiarizados con los tiristores o no dominen todavía todos sus detalles, comprendan las características con mayor facilidad.

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). Consta de tres series, con un total de 18 volúmenes. A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen = 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1

Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2

Tubes for microwave equipment

Part 3

Special Quality tubes

Part 4

Receiving tubes

Part 5

Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6

Photomultiplier tubes
Scintillators
Photoscintillators

Part 7

Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes

Part 8

T.V. Picture tubes

Part 9

Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R.F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors

General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes

Part 2

General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors

Part 3

General
High frequency transistors

Part 4

General
Transmitting transistors
Field effect transistors
Dual transistors

Part 5

General section
Digital integrated circuits
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices

Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks 20-Series
Circuit blocks 40- Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series

Part 2 Resistors, Capacitors

Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television

FM tuners
Coils and resonators
Audio and mains transformers
Loudspeakers
Electronic organ assemblies

Part 4 Magnetic Materials, White Ceramics

Ferrites for radio, audio and television
Ferroxcube potcores
Microchokes

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers, Electro-mechanical Components

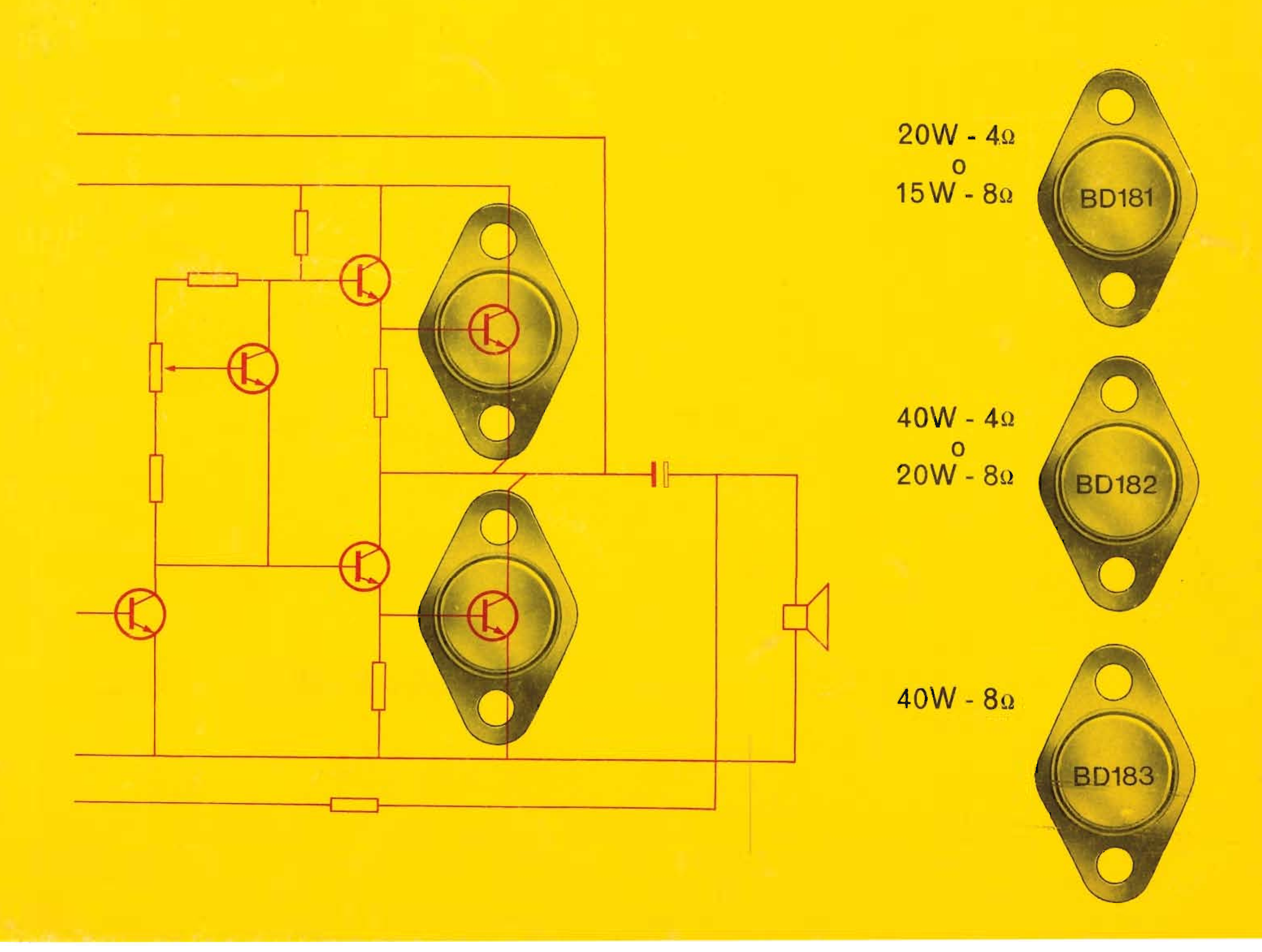
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads

NOTA IMPORTANTE. Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerias técnicas

CALIDAD Y ECONOMIA

TRANSISTORES DE SALIDA DE AUDIO QUE LE DAN LO MEJOR EN CALIDAD Y ECONOMIA

- linealidad garantizada - distorsión inapreciable sin elevada realimentación
- frecuencia de corte garantizada > 15kHz
- reducida tensión de codo < 1V para 4A
- pequeña corriente de reposo - 40mA
- permiten construir amplificadores de elevada calidad con el menor número de componentes y utilizando el mismo circuito impreso para toda la gama de audio



REVISTA "Miniwatt"

Vol. 11 - Núm. 4 ABRIL 1972 25 Ptas.



SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

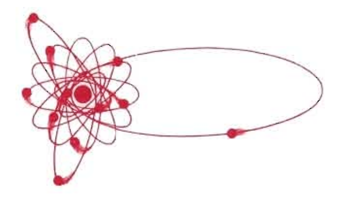
PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

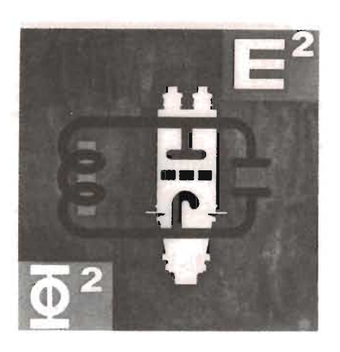
SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

La parte esencial de los equipos industriales de calentamiento por alta frecuencia, inductivo y capacitivo, es la válvula osciladora de gran potencia.



ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 4 **ABRIL 1972**

TERMINOLOGÍA DE CONTADORES

Inglés	*Español*	*Francés*	*Alemán*
counter	**contador**	**compteur**	**Zähler**
asynchronous–	–asincrónico	–asynchrone	Asynchroner–
bidirectional–	–bidireccional	–bidirectionnel	Bidirektional– Zweirichtungs–
binary–	–binario	–binaire	Binär–
cyclic–	–cíclico	–de cycles	Zyklus–
decimal–	–decimal	–décimal	Zehner– Dezimal–
down–	–regresivo	–rétrograde	Rückwärts–
excess-three–	–de exceso de tres	–excèss de trois	Excess-Drei–
Gray code–	–de código de Gray	–de code Gray	Graycode–
reversible–	–reversible	–réversible	Vorwärts-Rückwärts–
ring–	–en anillo	– en anneau	Ring–
ripple–	–asincrónico	–asynchrone	Unsynchron–
ripple through–	–asincrónico	–asynchrone	Unsynchron–
semi-synchronous–	–seimsincrónico	–demisynchrone	Halbsynchron– Quasisynchron–
synchronous–	–sincrónico	–synchrone	Synchron–
twisted-ring–	–en anillo invertido	–en anneau inverse	Vorwärts-Rückwärts-Ring–
unidirectional–	–unidireccional	–unidirectionnel	Unidirecktional– Einrichtungs–
up-dow–	–reversible	–réversible	Vorwärts–Rückwärts–

TIRISTORES Y TRIACS EN SISTEMAS DE CONTROL DE TEMPERATURA

Este artículo trata de la utilización de tiristores y triacs en controles de temperatura. Los tiristores y algunos tipos de detectores de temperatura no son lineales, pero cuando se usan para aplicaciones de control es preferible considerarlos como elementos lineales. Por esta razón describimos cómo obtener un funcionamiento lineal.

METODOS DE CONTROL DE POTENCIA

Los principales métodos de control de la potencia calefactora utilizando tiristores o triacs son:

- control de todo o nada
- control de fase
- control por relación de tiempo.

El diseño de cualquier sistema de control está determinado por la resistencia en frío del calefactor, la cual puede ser mucho más baja que cuando está en funcionamiento. De aquí que, cuando se aplica tensión a un circuito, se puede producir un elevado impulso de corriente inicial. Normalmente, sin embargo, en la elección del tiristor se tiene en cuenta si la máxima corriente nominal corresponde a la corriente del calefactor estabilizado.

En algunos casos, la resistencia del calefactor en frío es una pequeña fracción de la del elemento calefactor en su temperatura final. Por lo tanto, al utilizar tiristores para controlar estos elementos, puede ser necesario un circuito limitador de corriente. Este circuito hace aumentar gradualmente el ángulo de conducción del tiristor a partir de un valor bajo y evita así las fuertes corrientes iniciales.

Control de todo o nada

El control de todo o nada es el más simple, pero es el de menos precisión. La señal de puerta se aplica si la temperatura cae por debajo del valor deseado y se interrumpe si la temperatura sube por encima de dicho valor. Puede adoptarse la conmutación sincrónica del tiristor, empezando los ciclos de conexión cuando la tensión alterna de alimentación pasa por cero. Así no hay un escalón de subida en la corriente del tiristor y se evitan interferencias de radiofrecuencia.

Control de fase

En el control de fase, se hace que los tiristores conduzcan durante cada semiciclo positivo de la tensión anódica, y su ángulo de conducción depende de la temperatura controlada. Es decir, el ángulo de disparo del tiristor se ajusta por el sistema de control, de forma que la potencia de calefacción que pasa por los tiristores varía para contrarrestar el cambio en la temperatura controlada. El período de repetición de la conducción en el tiristor (10 ms a 50 Hz) es siempre mucho menor que el tiempo de respuesta del proceso térmico y se

obtiene así un control continuo. Si el comportamiento del sistema de control de temperatura ha de ser uniforme en todo el margen de temperatura controlada (ganancia constante del sistema en lazo abierto), se debe prestar mucha atención al modo de control del tiristor. Se obtiene un control de temperatura no uniforme si el ángulo de conducción del tiristor varía linealmente con la señal de control, ya que no existe proporcionalidad entre la potencia controlada y el ángulo de conducción. Se consigue una regulación mucho mejor con un control cosenoidal del ángulo de conducción, pues éste proporciona una variación lineal de la tensión media del calefactor con la entrada de control.

Los inconvenientes del control de fase son:

1. bajo factor de potencia, debido a la forma no sinusoidal de la corriente de carga,
2. interferencia de radiofrecuencia, provocada por la brusca subida de la corriente de carga siempre que un tiristor empieza a conducir.

Control por relación de tiempo

En el control por relación de tiempo, se hace que los tiristores conduzcan durante semiciclos completos, con la ventaja de un óptimo factor de potencia y la ausencia de interferencias en radiofrecuencia. En la figura 1 se representa el principio de este método aplicado a un circuito monofásico. Los tiristores se conectan en antiparalelo y t_O representa un período de tiempo fijo.

Cada vez que la tensión alterna pasa por cero, los tiristores se conmutan sincrónicamente, con el resultado de que la corriente de carga es sinusoidal. El ciclo de trabajo de la carga se define por el número de semiciclos de un período t_O durante los cuales se aplica corriente a la carga, dividido por el número total de semiciclos del período t_O. La variación del ciclo de trabajo de la carga, es decir, el control de la potencia aplicada a la carga, se obtiene ajustando el número de semiciclos de cada período t_O durante los cuales conduce cada uno de los tiristores.

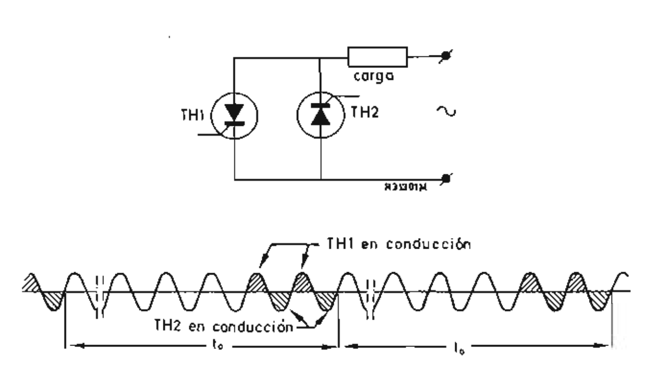


Fig. 1. Control por relación de tiempo en circuito monofásico; t_O es un período fijo.

El control por relación de tiempo es muy adecuado para regular temperaturas, porque se puede lograr fácilmente que el período t_O sea mucho menor que la constante de tiempo del proceso térmico. Por ello las fluctuaciones de la temperatura controlada son despreciables (t_O del orden de 0,3 a 0,5 s).

Se obtiene un control casi proporcional o proporcional al tiempo, si la potencia media de calefacción, ajustada por el sistema de control, varía linealmente con la desviación de temperatura. La característica de control idealizada se muestra en la figura 2. Si se requiere una desviación nula en la temperatura controlada, se ha de ampliar el sistema con un control integral.

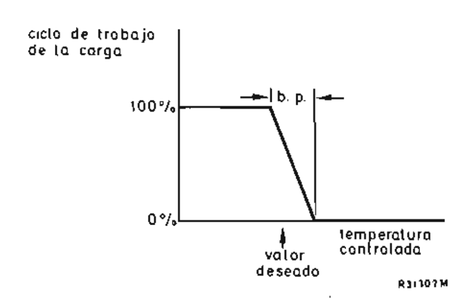


Fig. 2. Característica ideal del control proporcional en el tiempo; b.p. = banda proporcional.

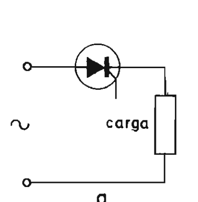
REGULADORES DE C.A.

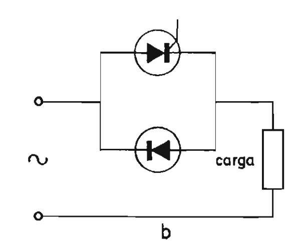
Los reguladores de c.a. se utilizan en el control de potencia y son del tipo monofásico o trifásico. Es sabido que si la potencia a controlar supera algunos kilovatios, es preferible emplear el tipo trifásico. Aunque todos los reguladores pueden trabajar tanto con el control de todo o nada, como con el de fase o con el de relación de tiempo, el metodo a elegir en la práctica depende de la aplicación más económica de los componentes, compatible con las características de control necesarias.

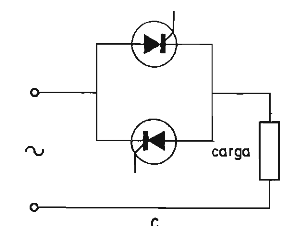
La regla general para calcular las tensiones nominales del dispositivo es:

diodos de avalancha no controlada:

V_{RRM} máx $\approx 3 \times$ tensión eficaz alimentación







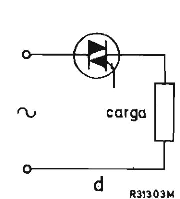


Fig. 3. Reguladores monofásicos; (*a*) media onda; (*b*) con tiristor y diodo; (*c*) onda completa con tiristores en antiparalelo; (*d*) onda completa con triac.

diodos de avalancha controlada

$V_{(BR)R}$ mín ≈ 3 × tensión eficaz alimentación

tiristores de avalancha no controlada:

V_{DRM} máx ≈ 3 × tensión eficaz alimentación

tiristores de avalancha controlada:

$V_{(BO)}$ mín ≈ 3 × tensión eficaz alimentación

Reguladores monofásicos

La figura 3 muestra cuatro tipos de reguladores monofásicos y la figura 4 su principio de funcionamiento (control de fase). Puede observarse que, al aumentar el ángulo de disparo, el ángulo de conducción del tiristor o del triac disminuye, junto con la potencia transmitida a la carga. En la figura 3*b*, la salida varía entre la mitad y el máximo de la potencia. Esto es una ventaja de los sistemas de control de todo o nada, pues la amplitud de la oscilación de temperatura es menor que la de un sistema en el cual la potencia de calefacción se conmute entre máximo y cero. Por tanto, se consigue más precisión en el control.

A diferencia de los circuitos representados en las figuras 3*a* y 3*b*, el regulador de onda completa mostrado en la figura 3*c* no presenta una componente continua de salida, siempre que el disparo sea perfectamente simétrico. Es, pues, el que se ha de emplear si la carga es sensible a la corriente continua, por ejemplo un transformador, o si el objeto calentado no debe exponerse a un campo magnético continuo. La figura 3*d* presenta una variante de este circuito con el empleo de un triac.

En reguladores de media onda y onda completa con carga resistiva, la relación entre la potencia de salida y la potencia máxima es:

$$P/P_{máx} = (\pi - a + ½ \text{ sen } 2\, a)/\pi. \quad (1)$$

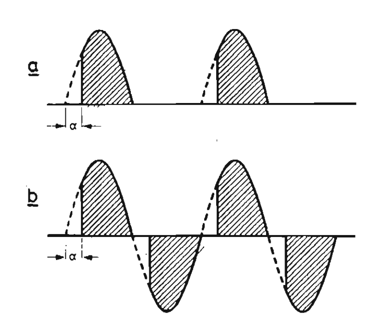


Fig. 4. Principio del control de fase: (*a*) media onda; (*b*) onda completa. Las zonas rayadas indican los períodos de conducción del tiristor. Las líneas continuas representan la tensión de salida (carga resistiva). a = ángulo de disparo.

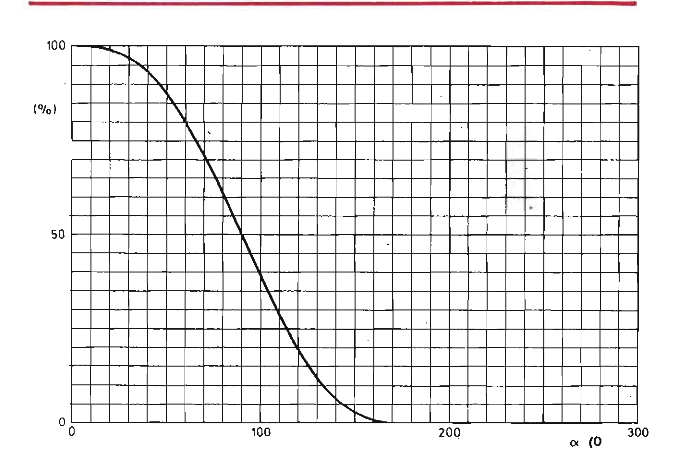


Fig. 5. Potencia de salida en función del ángulo de disparo en reguladores de media onda y de onda completa (carga resistiva).

La figura 5 indica que una variación de 30 a 150° en el ángulo de disparo proporciona el control de casi toda la variación de potencia (97% a 3%) de la potencia máxima.

La potencia máxima $P_{máx}$ correspondiente al ángulo de disparo cero vale:

regulador de media onda: $P_{máx} = V_i^2/(2\,R_L)$ (2)

regulador de onda completa: $P_{máx} = V_i^2/R_L$, (3)

siendo: V_i = tensión eficaz de entrada
R_L = resistencia de carga.

Reguladores trifásicos

Los reguladores trifásicos, representados en la figura 6, pueden ser de control total (tiristores en antiparalelo en cada fase), o semicontrolados (tiristor y diodo en antiparalelo en cada fase).

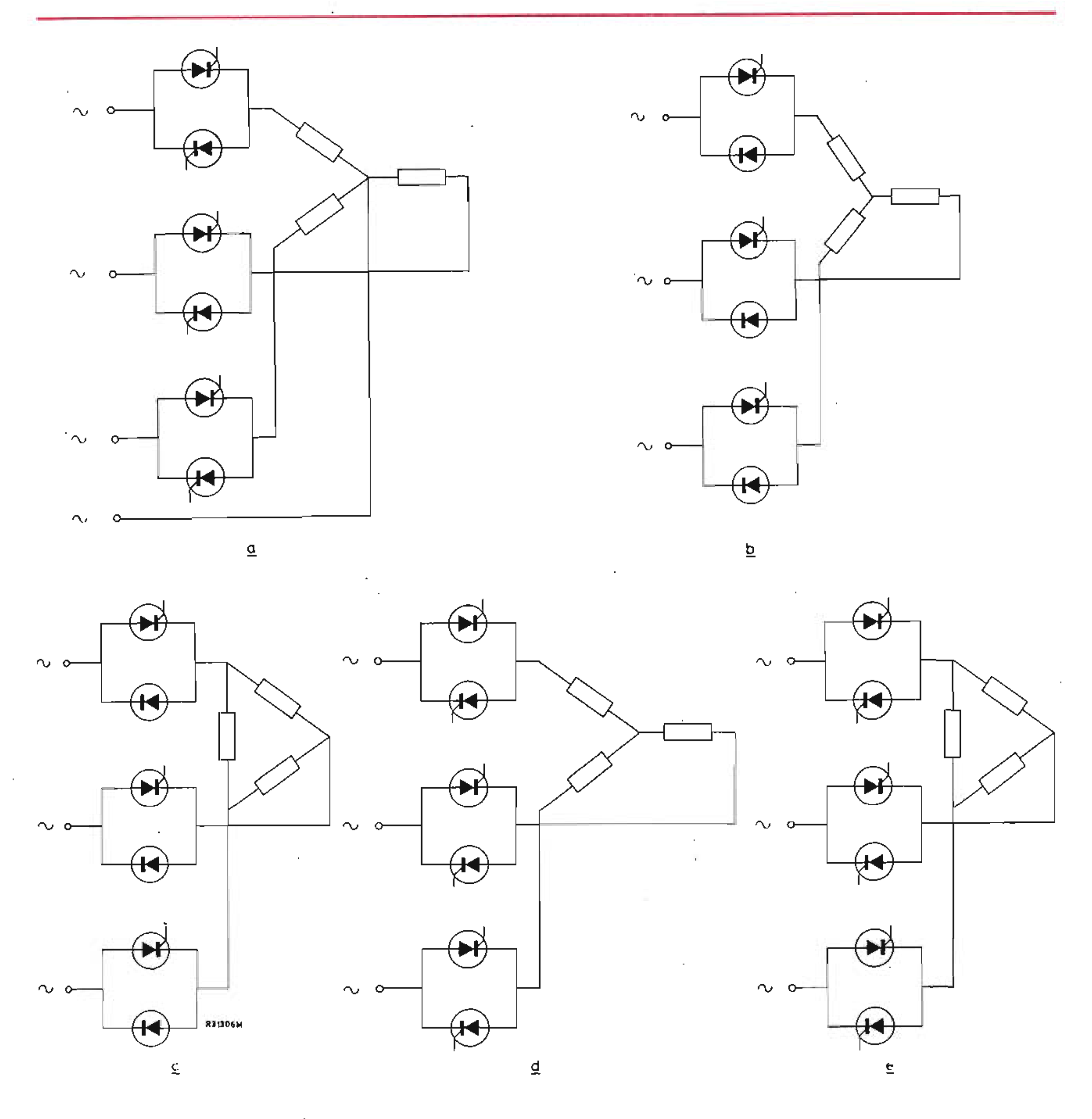


Fig. 6. Tipos de reguladores trifásicos: (*a*) de control completo con carga conectada en estrella–punto de estrella conectado al neutro; (*b*) semicontrolado con carga en estrella; (*c*) semicontrolado con carga conectada en triángulo; (*d*) de control total con carga en estrella; (*e*) de control total con carga en triángulo.

Para evitar componentes continuas en la carga y permitir un control de potencia desde el máximo a cero, se debe intercalar un tiristor en cada rama de corriente. Así, los circuitos trifásicos que alimentan una carga conectada en estrella con el punto central conectado al neutro deben ser de control total. Si en la figura 6*a* (en realidad, montaje de tres reguladores monofásicos de onda completa conectados entre cada fase y el neutro) los tiristores inferiores de cada par antiparalelo se sustituyen por diodos, la corriente que circula desde el neutro a cada una de las fases no podrá ser controlada. Por tanto, se generará una componente continua para todos los ángulos de disparo, excepto cón ángulo cero, y la potencia no podrá ser reducida a menos de la mitad del valor máximo.

Los circuitos semicontrolados (figuras 6*b* y 6*c*) tienen un funcionamiento asimétrico, pero no producen componente continua en los conductores de las fases o en la carga.

La figura 7 muestra una variante que utiliza triacs como elementos de control.

Las condiciones para el disparo de los tiristores dependen del tipo de regulador de c.a. En los circuitos representados en las figuras 6*a*, 6*b* y 6*c*, los tiristores, una vez disparados, seguirán conduciendo hasta el final de su período de conducción. Así, basta un impulso de disparo por período de conducción del tiristor, como indica la forma de onda superior de la figura 8 en el caso del sistema semicontrolado.

En los circuitos de control total de las figuras 6*d* y 6*e*, la corriente circula intermitentemente por el tiristor, pero con valores de α de 90°, o más, cada tiristor deja pasar dos impulsos de corriente en cada período de conducción (forma de onda inferior en la figura 8). Por consiguiente, deben aplicarse dos impulsos de disparo, separados entre sí 60°, para asegurar la continuidad del control de potencia. Si se omite el segundo impulso de disparo, desaparece uno de los impulsos de corriente y la potencia de salida cae al 50 % en cuanto α ha llegado a 90°.

Otra posibilidad es el disparo por impulsos repetitivos (disparo mantenido). Condiciones similares valen para el circuito con triac de la figura 7, pero, en este caso, para evitar recebados, los impulsos de disparo (mantenido) no deben aplicarse en el cuadrante opuesto.

También se ha de señalar que en los circuitos representados en las figuras 6*d*, 6*e* y en la figura 7, deben dispararse simultáneamente dos elementos cuando $\alpha \geqslant 90°$. Por tanto, se necesita una sincronización entre los impulsos de disparo, pues de lo contrario los dispositivos dejan de conducir. Esta observación vale tanto para los sistemas que emplean impulsos de disparo discretos, como disparo mantenido.

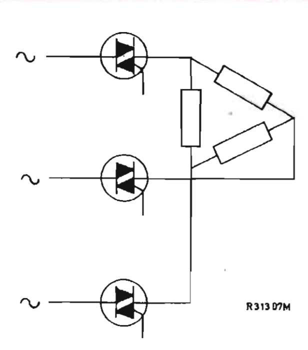


Fig. 7. Circuito de control total con triacs (la carga puede conectarse en triángulo o en estrella).

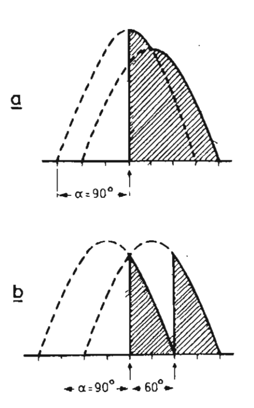


Fig. 8. Formas de onda de la corriente del tiristor con un ángulo de disparo de 90°: (*a*) circuito semicontrolado (figs. 6*b* y *c*); (*b*) circuito de control total, según las figuras 6*d* y *e*. Las flechas verticales indican los impulsos de disparo necesarios (α = ángulo de disparo).

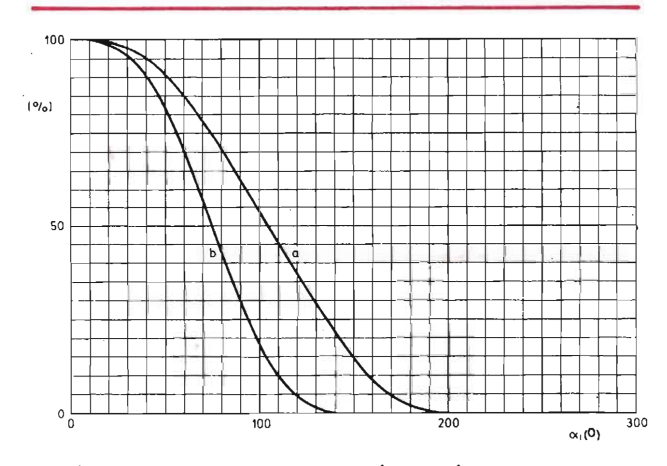


Fig. 9. Potencia de salida en función del ángulo de disparo: (*a*) sistema semicontrolado (figs. 6*b* y *c*); (*b*) sistema de control total, según las figuras 6*d* y *e*.

La figura 9 indica la potencia de salida de un regulador en función del ángulo de disparo. La carga puede conectarse en estrella o en triángulo, sin que ello influya en el rendimiento del regulador, si el neutro de la estrella se deja flotante (figs. *6b*, *6c* y figs. *6d*, *6e*). La figura 5 indica la característica de control de potencia para el regulador correspondiente a la figura *6a*.

La tabla 1, deducida de la figura 9, indica los márgenes de control continuo de potencia, válidos para los reguladores mostrados en las figuras *6b*, *6c* y *6d*, *6e*, si se utilizan unidades de disparo que suministren un tren continuo de impulsos durante 180° para mínimo ángulo de disparo. Se obtiene un margen de control casi completo, con un ángulo de disparo mínimo, $a_{mín}$, igual a 0° ó 30°.

TABLA 1. Margen de control continuo de potencia, en porcentaje de la potencia máxima (impulsos de disparo mantenidos hasta 180° para mínimo ángulo de disparo $a_{mín}$).

	unidades de disparo conectadas entre fase y neutro ($a_{mín}$ = 0)	unidades de disparo conectadas entre fases ($a_{mín}$ = 30)
Circuito semicontrolado (figs. *6b* y *6c*)	100 a 2,15	97,9 a 0
Circuito de control total (figs. *6d* y *6e*)	t00 a 4,35	95,7 a 0

La tabla 2 da un resumen de los tipos de regulador examinados. Desde el punto de vista de sencillez y precio, el sistema semicontrolado es preferible, ya que el circuito de disparo es el menos complejo y sólo emplea tres tiristores.

Para reducir los transitorios de conmutación a un nivel seguro, se han de conectar un resistor y un condensador en serie en los bornes de cada par de elementos en antiparalelo.

EL TRANSFORMADOR COMO CARGA DE LOS REGULADORES DE C.A.

Por razones de seguridad debe a veces alimentarse el calefactor con baja tensión. Como los semiconductores de potencia son dispositivos de alta tensión con limitada corriente nominal, resulta económico colocar un transformador entre el regulador de c.a. y la carga. No es necesario un transformador diseñado especialmente, pero, en caso de control de fase, el porcentaje de inductancia de fugas debe ser bajo para evitar pérdidas de potencia por atenuación de los armónicos elevados.

DETECTORES DE TEMPERATURA

Existen muchos tipos de detectores de temperatura y la elección del tipo deseado depende de:
- el margen de temperatura necesario,
- las condiciones de precisión y estabilidad de la medida de temperatura,
- el medio ambiente en que deba usarse,
- la salida requerida del detector,
- la velocidad de respuesta del detector,
- su precio.

La tabla 4 da las principales características de los detectores de temperatura.

Algunos detectores, como los termistores, dan una salida relativamente alta, lo que simplifica el equipo de control.

Si la salida del detector no es proporcional a la temperatura medida, como ocurre con los termistores y pirómetros, puede ser útil aplicar alguna técnica de linealización de la salida para que el sistema de control proporcione una ganancia en lazo abierto uniforme para diferentes ajustes de temperatura. Esto tiene especial importancia cuando la ganancia en lazo abierto es crítica.

La respuesta del detector debe ser rápida si la temperatura controlada puede variar rápidamente. En general,

TABLA 2. Reguladores trifásicos

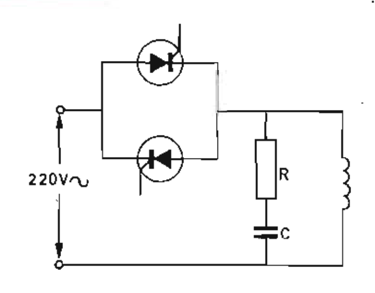
	Circuito de control total con carga en estrella; punto estrella conectado a neutro (fig. *6a*)	Circuito semicontrolado con carga en estrella o en triángulo (figs. *6b* y *6c*)	Circuito de control total con carga en estrella o en triángulo (figs. *6d* y *6e*)
margen necesario de ángulo de disparo (°)	0 a 180	0 a 210	0 a 150
condiciones de disparo	un impulso por período de conducción de cada tiristor	un impulso por período de condueción de cada tiristor	dos impulsos por período de eonducción de cada tiristor, separados 60°.

TABLA 3. Valores de los componentes R y C para supresión de transitorios, y máxima potencia de salida disponible, $P_{máx}$[1]), para 380 V de tensión entre fases (reguladores trifásicos).

Tiristores	R	C	$P_{máx}$
BTY79-1000R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1600 V c.c.	9,3 kW
BTX68-1000R*	33 Ω, 1 W	0,1 Ω, 1600 V c.c.	9,3 kW
BTX47-1200R*	47 Ω, 2 W	0,1 μF, 1600 V c.c.	23,4 kW
BTX48-1200R*	47 Ω, 2 W	0,1 μF, 1600 V c.c.	23,4 kW
BTX49-1200R*	47 Ω, 5,5 W	2 × 0,1 μF paralelo, 1600 V c.c.	102 kW
BTX50-1200R*	47 Ω, 5,5 W	2 × 0,1 μF paralelo, 1600 V c.c.	102 kW

*Tipo de avalancha controlada.

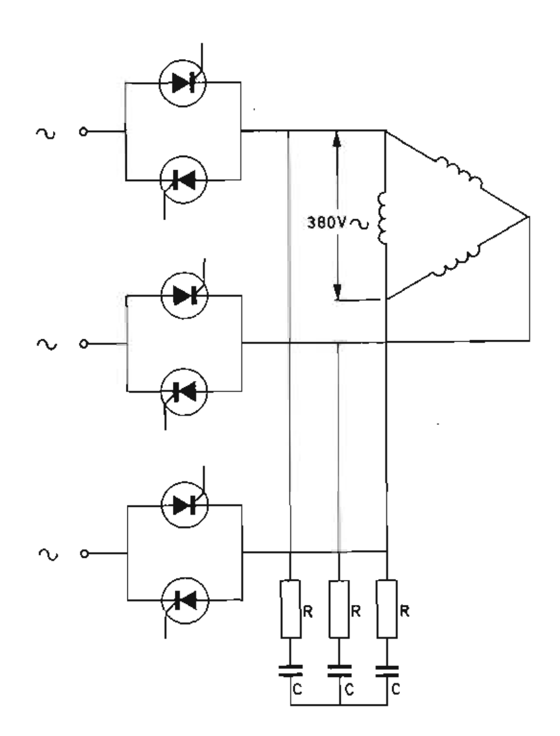
[1]) $P_{máx} = \pi V_{LL}\sqrt{3} I_{TAVmáx}/\sqrt{2}$, donde V_{LL} = tensión entre fases, $I_{TAVmáx}$ = máxima corriente.



el tiempo de respuesta del detector ha de ser despreciable en comparación con el del proceso controlado. Así no disminuye la estabilidad de control, ya que el retraso de tiempo del detector no contribuye al desfase en lazo abierto.

Termistores

Estos componentes se caracterizan por una notable variación de su resistencia en función de la temperatura.



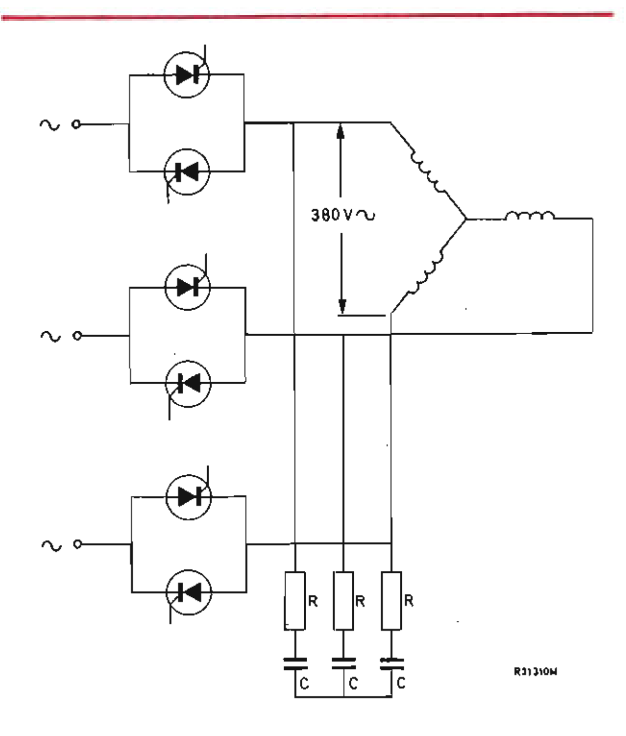


Fig. 10. Conexión de elementos RC en el primario del transformador para asegurar el disparo del tiristor. R = 22 Ω, 10 W; C = 1,5 μF, 220 V c.a.

TABLA 4. Detección de temperatura

	Tipo	Margen de temperatura (°C)	A Precisión en porcentaje de la temperatura medida, o en °C S Dispersión en la temperatura medida debido a tolerancias	Variación de la salida dentro del margen de temperatura	Variación de la salida por °C	Constante de tiempo térmica	Posibles fuentes de error	Solución	Aplicación
Termómetros resistencia semiconductor	Termistor NTC	−40 a < +300	S 3 a 10 °C temperatura ambiente, aumentando a medida que la temperatura medida se desvía de temperatura ambiente	Variación exponencial de la resistencia	−2 % a −6 %/°C a temperatura ambiente	aprox. de 2 s a 80 s en aire (9)	(a) autocalentamiento (b) deriva con el tiempo	(a) limitar corriente a través del detector (b) usar un tipo envejecido	Aplicaciones en sistemas de control económicos. El termistor tipo perla permite un contacto íntimo con el medio (medidas de temperatura superficial).
	Termistor PTC	0 a +150, o menos			puede llegar a +60 %/°C				
Termómetros resistencia metálica	Platino	−250 a +850	S 0,3 °C a 5 °C	Variación aproximada lineal de resistencia	+0,39 %/°C	de 0,9 s a 100 s en agua en movimiento; de 16 s a 620 s en aire en movimiento	(a) autocalentamiento (b) variación de resistencia de terminales con la temperatura	(a) limitar corriente a través del detector (b) mantener los terminales lo más cortos posible, o adoptar compensación de resistencia de terminales	El tipo de Pt se utiliza en sistemas de control de alta precisión. El tipo de Ni tiene menos precisión, pero da una salida más alta. El tipo de Cu es barato y relativamente estable.
	Níquel	− 60 a +200	S 0,2 °C a 2,1 °C		+0,62 %/°C				
	Cobre	−200 a +100			+0,39 %/°C				
Termopares	Cu-Constantán	−200 a +400 (hasta +600) (3)	A 0,75 %, pero al menos 3 °C	Variación aprox. lineal de la fuerza termoelectromotriz	23 μV a 64 μV/°C (4)	0,4 s a 175 s en agua en movimiento; 30 s a 500 s en aire en movimiento	(a) variación en la temperatura de la unión fría (b) variación de resistencia del termopar con la temperatura	(a) adoptar circuito de compensación de la unión fría, o estabilizar temperatura de la unión fría (b) evitar carga del termopar, utilizando circuito compensador de c.c.	Los termopares tienen amplia gama de aplicaciones y pueden asegurar un contacto íntimo con el medio a medir (medidas de temperatura superficial). Los termopares de PtRh-Pt y de PtRh (30 %) −PtRh (6 %) se utilizan en sistemas de gran precisión que controlan temperaturas elevadas.
	Fe-Constantán	−200 a +700 (hasta +900) (3)			34 μV a 65 μV/°C (5)				
	NiCr-Ni	0 a +1000 (hasta +1300) (3)			39 μV a 43 μV/°C (6)				
	NiCr-NiAl	−200 a +1000	A 2,2 % para < 350 °C 0,75 % para > 350 °C		promedio 41 μV/°C (7)				
	PtRh-Pt	0 a 1300 (hasta +1600) (3)	A 0,5 %, pero al menos 3 °C		6 μV a 12 μV/°C[8]				
	PtRh (30 %)−PtRh (6 %)	0 a +1500 (hasta +1800) (3)			6 μV a 12 μV/°C (8)				
Pirómetros	Radiación total (1)	hasta +3000	A 1 % a 1,5 % de temperatura a desviación total	Salida $\propto T^4$	—	de 1 s a 60 s aprox			Medición de temperaturas muy elevadas. En general hay que linealizar la salida para empleo en sistemas de control.
	Radiación parcial	haste +5000	A 1 °C a 35 °C	Salida $\propto \frac{1}{\lambda T}$	—	del orden del ms			

(1) Elemento sensible: termopar o termopila.
(2) Elemento sensible: fotocélula o dispositivo similar.
(3) Durante períodos limitados.
(4) Margen de temperatura: de −100 °C a +400 °C.
(5) Margen de temperatura: de −100 °C a +700 °C.
(6) Margen de temperatura: de 0 °C a +1000 °C.
(7) Margen de temperatura: de −200 °C a +1000 °C.
(8) Margen de temperatura: de 0 °C a +1500 °C.
(9) Tipo perla sin encapsular: ≈ 2 s
Tipo perla encapsulado en vidrio: ≈ 14 s
Tipo disco: ≈ 60 s a 80 s
Tipo disco montado con radiador adecuado: ≈ 18 s

Los termistores para control de temperatura se presentan en forma de perla (libre o encapsulada) y de disco. Los tipos perla son muy sensibles al autocalentamiento y por esto sólo pueden dar una pequeña señal de temperatura de superficies. La selección de un termistor se basa en un compromiso entre el proceso térmico en cuestión y la sensibilidad de control necesaria.

Los termistores NTC tienen un coeficiente de temperatura negativo y los PTC presentan un coeficiente de temperatura positivo. Véase figura 11.

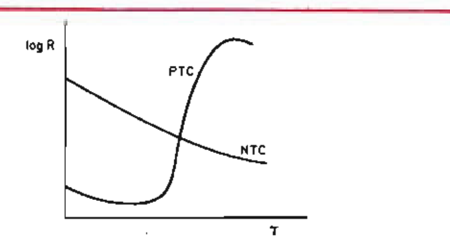


Fig. 11. Característica resistencia/temperatura de los termistores NTC y PTC.

Termistores NTC

La resistencia en función de la temperatura viene dada por:

$$R = A \exp (B/T) \qquad (4)$$

en donde: R = resistencia a T en °K,
B = entre 2000 y 5500 °K,
A = una constante.

De la ecuación (4) se deduce el coeficiente de temperatura del termistor:

$$\gamma = 100\, B/T^2 \ \%/°C \qquad (5)$$

La figura 12 da la característica V-I estática de un termistor NTC típico.

A causa del aumento de temperatura debido a la disipación en el termistor, la resistencia de éste disminuye cuando aumenta la corriente, lo cual influye en la relación no lineal tensión/corriente. Para evitar el autocalentamiento, el funcionamiento debe limitarse a la parte lineal de la curva, lo cual supone que, en el ejemplo indicado, la corriente no debería sobrepasar 0,4 miliamperios.

En un margen limitado de temperaturas, de unos 40 °C, un circuito con termistor puede ser linealizado conectando un resistor adecuado en serie o en paralelo. En el caso de un resistor conectado en paralelo, la red debe ser alimentada con un generador de corriente constante y a la inversa, en el caso de un resistor conectado en serie, la red se alimentará con un generador de tensión constante. En la práctica, el coeficiente de temperatura del resistor de linealización es despreciable en comparación con el del termistor.

La linealización de la resistencia se logra por medio de un resistor en paralelo, como indica la figura 13. La variación de resistencia resultante por °C es, aproximadamente, constante alrededor del punto de inflexión P (temperatura T_i).

La linealización de la conductancia se obtiene conectando un resistor en serie con el termistor (fig. 14). La variación resultante de la conductancia por °C es aproximadamente constante alrededor del punto de inflexión P (temperatura T_i).

Se obtiene una elevada sensibilidad en función de los cambios de temperatura si se conecta el termistor en un puente, como se indica en la figura 15. El amplificador operacional, que compara la tensión de referencia y las

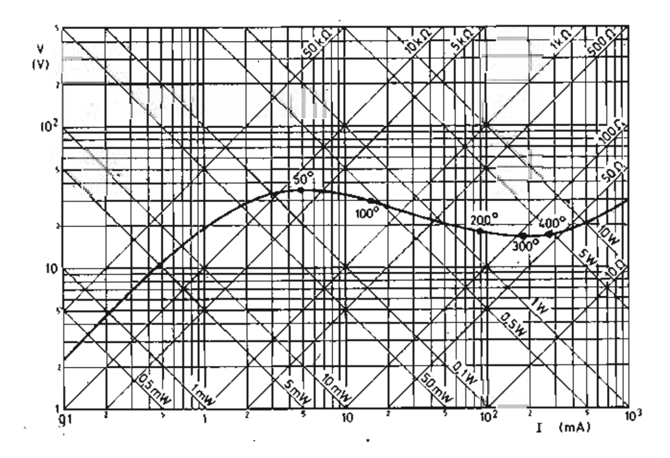


Fig. 12. Característica estática V/I de un termistor NTC (temperatura ambiente constante).

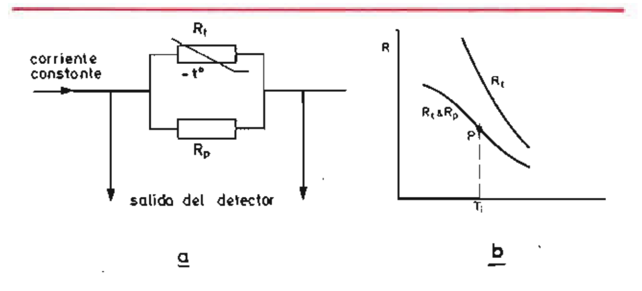


Fig. 13. Linealización por medio de una resistencia en paralelo R_p. (a) circuito; (b) curva; T_i = temperatura del punto de inflexión.

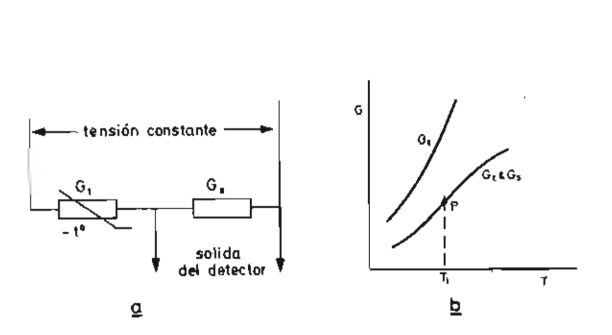


Fig. 14. Linealización por medio de una conductancia en serie, G_S. (*a*) circuito; (*b*) curva; T_i = temperatura del punto de inflexión.

Fig. 15. Puente detector y amplificador de error. La linealización se obtiene eligiendo adecuadamente el valor de $g_{gen} + g_S$.

señales variables medidas, forma parte del circuito de control de temperatura. La temperatura deseada se ajusta con R_d.

Termistores PTC

La figura 11 muestra la característica resistencia/temperatura de los termistores PTC. El máximo valor del coeficiente de temperatura es mucho más elevado que el de los termistores NTC. Esta propiedad es interesante para equipos de control, pues se obtiene una elevada señal de salida del detector. No obstante, ha de tenerse en cuenta que el margen de temperaturas útil está limitado entre 0 °C y +150 °C, o menos.

Puede adoptarse linealización, pero, al revés de lo que ocurre con los termistores NTC, la relación entre el valor de la resistencia y la temperatura no puede expresarse normalmente por medio de una sencilla fórmula.

Como en el caso de los termistores NTC, se debe evitar el autocalentamiento y deben trabajar en la parte lineal de la característica I-V.

Termómetros de resistencia metálica

En los termómetros de resistencia metálica, la relación entre el valor de la resistencia y la temperatura es la siguiente:

$$R_t = R_o\,(1 + aT + bT^2 + cT^3 + \ldots\ldots\ldots), \qquad (6)$$

en donde: R_t = resistencia a T °C,
R_o = resistencia a 0 °C (en general 100 Ω).

En el margen de temperaturas especificado, se verifica que $c \ll b \ll a$, de modo que la resistencia varía

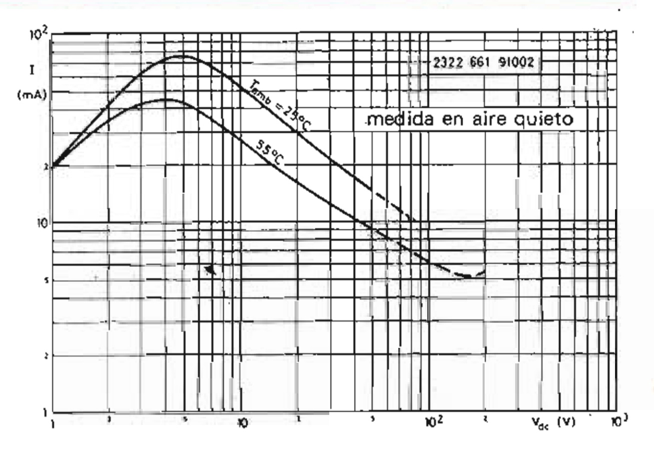


Fig. 16. Característica estática V/I del termistor PTC 2322 661 91002 (a temperatura ambiente constante).

casi proporcionalmente con la temperatura. Por tanto, a representa el coeficiente de temperatura (Ω/Ω °C).

El platino es el patrón internacional en termometría por resistencia. Con platino muy puro, el valor del coeficiente de temperatura es de 0,00392 Ω/Ω °C y la no linealidad es aproximadamente del 2 % entre 0 °C y 500 °C.

Dentro de su margen de temperaturas, el níquel tiene un coeficiente de temperatura medio de 0,0062 Ω/Ω °C aproximadamente, de modo que los termómetros de resistencia de níquel tienen una salida más elevada que los de platino. No obstante, la curva resistencia-temperatura del níquel es más bien no lineal y presenta una fuerte curvatura a 400 °C, con lo que el margen de temperatura útil es mucho más limitado que el del platino (véase tabla 4). No obstante, los termómetros de resistencia de níquel pueden linealizarse más fácilmente que los de platino, añadiendo un resistor de valor adecuado en paralelo con el termómetro.

El cobre es barato y estable dentro de su margen nominal de temperaturas. Se oxida a temperaturas más altas.

Los termómetros de resistencia metálica son más caros que los termopares, pero son más precisos y proporcionan una salida mayor.

Para compensar la influencia de la temperatura en la resistencia de las conexiones, se utilizan termómetros con tres terminales. La figura 17 muestra su aplicación en circuitos puente. Se obtiene una compensación total si el valor R_v del resistor de ajuste de temperatura es igual al valor R_t del elemento termométrico. La tercera conexión se encuentra fuera del puente y no interviene si la resistencia del circuito en serie con esta conexión es suficientemente elevada.

producidas por las variaciones de temperatura de la soldadura fría (= temperatura ambiente).

Otra fuente de error es la variación de la resistencia del termopar con la temperatura si se toma corriente del circuito del termopar. Debido a la caída de tensión

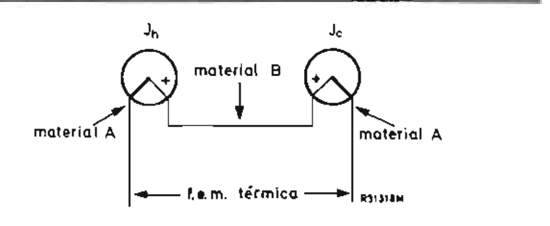
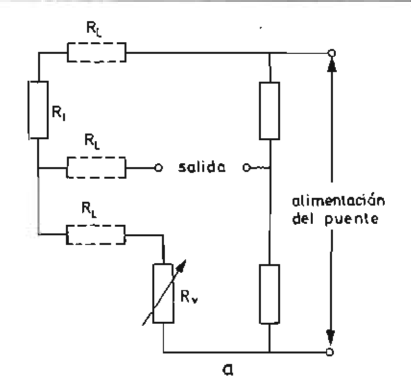


Fig. 18. Representación esquemática de un termopar. J_h = unión caliente; J_c = unión fría.



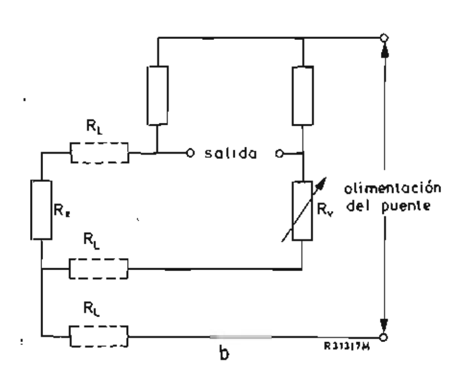


Fig. 17. Empleo de un termómetro de resistencia de tres hilos en un circuito puente.

R_t = elemento termométrico,
R_L = resistencia de las conexiones del termómetro
R_v = resistor de ajuste de temperatura.

Termopares

Los termopares son menos precisos que los termómetros de resistencia, pero tienen gran variedad de aplicaciones, ya que cubren un amplio margen de temperaturas, son baratos y tienen una aceptable variación lineal de la salida con la temperatura.

Si dos materiales conductores distintos se interconectan como se indica en la figura 18, la f.e.m. térmica resultante es función de la diferencia de temperatura entre la soldadura caliente (unión de medida) y la soldadura fría (unión de referencia). Para eliminar los errores debidos a la variación de temperatura de la soldadura fría, ésta debe estabilizarse colocándola en un termostato. Otra forma de compensación consiste en introducir en el circuito de medida una tensión de compensación que se opone a las variaciones de la f.e.m. térmica en la resistencia del termopar, la tensión medida no representa verdaderamente la f.e.m. térmica, sino que varía con la resistencia del termopar. Debe emplearse, pues, un circuito compensador de c.c., para no cargar el termopar.

Una de las ventajas de los termopares consiste en obtener una respuesta rápida si la soldadura de medida es pequeña. Esto es importante al medir temperaturas superficiales, en que se debe recordar que un blindaje de protección (necesario en atmósferas corrosivas) reduce la velocidad de respuesta.

Para evitar errores en medidas de temperatura a distancia, la señal se transmite con un cable compensador cuya constante termoeléctrica es igual a la del termopar (fig. 19).

Pueden medirse diferencias de temperatura conectando soldaduras idénticas en serie, cuyas f.e.m. térmicas se anulen a iguales temperaturas (véase fig. 20).

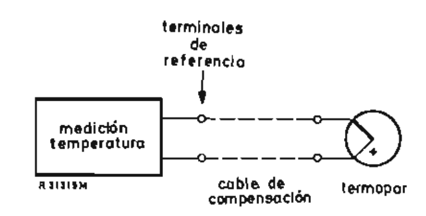


Fig. 19. Medición de temperatura a distancia.

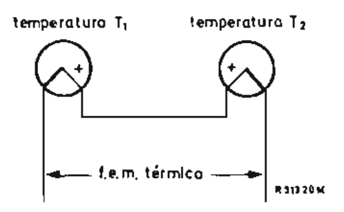


Fig. 20. Medición de diferencia de temperaturas. La f.e.m. térmica es función de *T2-T1*.

Pirómetros

Los pirómetros miden la temperatura superficial de un cuerpo caliente por medio de su calor radiado. Este calor se concentra en un detector adecuado, como una fotocélula o un dispositivo termo-eléctrico, y la salida del detector puede aprovecharse para control de temperatura.

La salida del pirómetro es extremadamente no lineal; por consiguiente, se necesita linealización de la salida para obtener una característica de control uniforme.

Como los pirómetros son dispositivos relativamente caros, su empleo está limitado a la medida y control de temperaturas muy altas, para las que no pueden emplearse otros detectores.

CIRCUITOS DE CONTROL DE TEMPERATURA

Se han descrito dos de los tres elementos necesarios para un control de temperatura: el controlador de potencia calefactora (o elemento de salida) y el detector de temperatura (o elemento de entrada). El tercer elemento (intermedio), es decir, el regulador de temperatura, capta la desviación de la temperatura controlada, ajusta el retardo del disparo del tiristor y mantiene así la temperatura al valor prefijado.

Figura	Tipo de circuito	Detector	Características
21	Control todo o nada	Termistor PTC	$t_{máx}$ = 150 °C Precisión del control ± 2,5 °C, aprox. No aislado de la alimentación de c.a.
22, 23	Control todo o nada	Termistor NTC	$t_{máx}$ = 150 °C Precisión de control ± 2 °C, aprox. No aislado de la alimentación de c.a.
25	Control todo o nada	Termistor PTC	Escala máxima de 25 °C a 150 °C Precisión del control ± 2 °C, aprox.
27	Control por relación de tiempo	Termistor PTC y NTC	Precisión del control ± 1,5 °C, aprox.
30	Control por relación de tiempo	Termopar	$t_{máx}$ = 470 °C Precisión del control ± 1,5 °C, aprox. Pequeña deriva de temperatura con el tiempo
33	Control proporcional	Termistor NTC	Precisión del control ± 1 °C, aprox.
37	Control proporcional	Termómetro de resistencia de Pt	Precisión del control mejor que ± 1 °C Muy baja deriva de temperatura con el tiempo
38	Control proporcional/integral	Termómetro de resistencia de Pt	$t_{máx}$ = 100 °C Desviación de temperatura igual a cero Muy baja deriva de temperatura con el tiempo (0,3 °C)

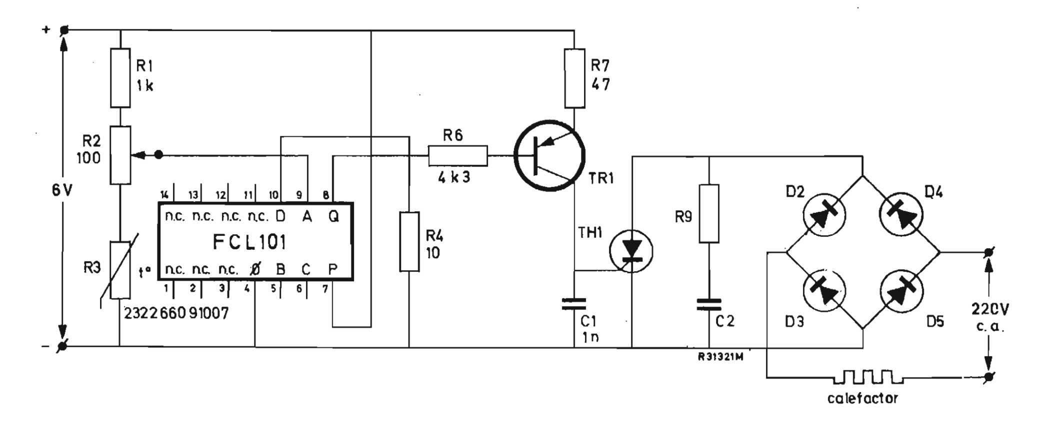


Fig. 21. Circuito de control de temperatura de todo o nada con detector de nivel FCL101. La temperatura se ajusta con *R2*.

Control de todo o nada con el termistor PTC

La figura 21 representa un control de temperatura de todo o nada, con un termistor PTC como detector de temperatura.

El detector de nivel FCL101 responde a la tensión de salida del divisor de tensión *R1*, *R2* y *R3*. Si la temperatura sube, la resistencia del termistor PTC (*R3*) también sube y aumenta la tensión continua en la entrada del disparador FCL101 (terminal 9). En cuanto se sobrepasa el nivel de disparo de FCL101 (típicamente 0,85 V para una tensión creciente, si *R4* = 10 ohmios), el circuito conmuta a nivel ALTO, la puerta de *TH1* queda desexcitada y se desconecta el calefactor.

Con el calefactor desconectado, la temperatura empieza a disminuir. Esto provoca una disminución de *R3* y cuando la tensión de entrada de FCL101 alcanza el nivel de reposición (típicamente 0,84 V para una tensión decreciente, si *R4* = 10 ohmios) éste conmuta al nivel BAJO. Se satura así *TR1* y se dispara *TH1*.

La temperatura se ajusta por medio de *R2*. El condensador *C1* elimina disparos espurios del tiristor, y *R9*, *C2* suprimen los transitorios.

Si se desea modificar el margen de temperatura, deberán alterarse los valores de *R1* y *R2*. No obstante, para evitar pérdidas de la sensibilidad de control, o autocalentamientos del termistor, el valor total de *R1* y *R2* debe ser el indicado.

Los tipos de diodo y de tiristor se indican en la tabla 6. Las medidas de los radiadores dependen de las características de cada dispositivo.

Control de todo o nada con el termistor NTC

En los circuitos representados en las figuras 22 y 23 se utiliza un termistor NTC para detectar la temperatura. En el circuito correspondiente a la figura 22, la resistencia del detector *R4* disminuye cuando aumenta la temperatura, provocando la disminución de la tensión

TABLA 6. Tiristores, diodos y máxima potencia de salida (fig. 21)

TH1	*D2* a *D5*	Máxima potencia de salida para 220 V, c.a. (carga resistiva)[2]
BTY79-700R	BYX38-800(R)	1,5 kW
BTX68-700R[1]	BYX38-800(R)	1,5 kW
BTY87-700R	BYX48-800(R)	2,9 kW
BTX35-700R[1]	BYX48-800(R)	2,9 kW
BTY91-700R	BYX42-800(R)	3,9 kW
BTX36-700R[1]	BYX42-800(R)	3,9 kW
BTX81-700R	BYX13-800(R)	4,8 kW
BTX82-700R	BYX25-800(R)[1]	6,3 kW

[1]) Dispositivo de avalancha controlada.

[2]) $P_{máx} = \pi V_L I_{TA\,Vmáx}/(2\sqrt{2})$ ó $P_{máx} = \pi V_L I_{FA\,Vmáx}/\sqrt{2}$, donde V_L = tensión fase neutro, $I_{TA\,Vmáx}$ = máxima corriente media nominal del tiristor, $I_{FA\,Vmáx}$ = máxima corriente media nominal del diodo. El valor más bajo de los calculados con ambas fórmulas es la potencia de salida nominal.

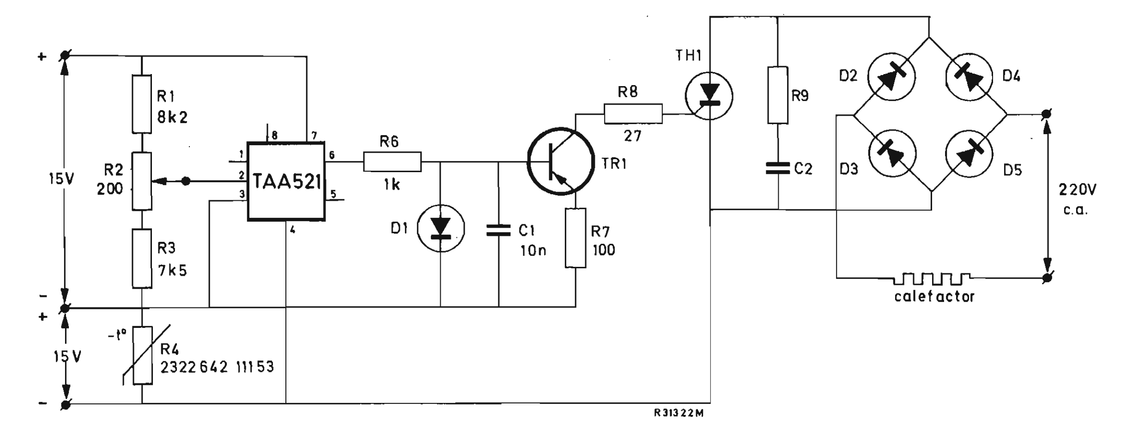


Fig. 22. Circuito de control de temperatura de todo o nada con amplificador operacional TAA521. La temperatura se ajusta con *R2*.

continua de la entrada del TAA521 (terminal 2). Si la temperatura sobrepasa el valor prefijado por *R2*, la salida de TAA521, en el terminal 6, se vuelve positiva, bloqueando a *TR1*. Se interrumpe entonces la excitación de la puerta de *TH1* y el calefactor se desconecta. Por el contrario, si la temperatura disminuye por debajo del valor fijado, la salida del TAA521 se vuelve negativa y *TR1* se satura. El tiristor *TH1* se dispara y se aplica así tensión al calefactor.

En el circuito mostrado en la figura 23, el TAA521 se usa como amplificador de error. La señal dependiente de la temperatura se aplica al terminal 2 y la señal de referencia, al terminal 3. La señal de error entre los terminales 2 y 3 da la desviación de la temperatura controlada con respecto al valor deseado. Si la temperatura controlada es demasiado alta (terminal 2 negativo con respecto al 3), la salida del TAA521 es positiva, *TR1* se bloquea y *TH1* no conduce. Si la temperatura controlada es demasiado baja (terminal 2 positivo con respecto al 3), la salida del TAA521 es negativa, *TR1* se satura y *TH1* conduce.

Como existe un control proporcional en una estrecha banda, los circuitos no funcionan verdaderamente como control de todo o nada. El funcionamiento de control proporcional se explica con ayuda del gráfico de la figura 24.

Si la temperatura disminuye y se aproxima al valor deseado, la unión base-emisor de *TR1* aumenta su polarización en directo y la corriente del colector (corriente de excitación de puerta) aumenta. En la figura 24, las curvas muestran el valor mínimo de la corriente instantánea de puerta capaz de disparar el tiristor; esta corriente de puerta disminuye cuando la tensión instantánea ánodo-cátodo del tiristor aumenta (fig. 24*a*). En los demás diagramas de la figura 24*b* puede verse que el punto de disparo *P* avanza al aumentar el nivel de excitación de la puerta, empezando el disparo a 90 grados eléctricos y reduciéndose el ángulo de control a

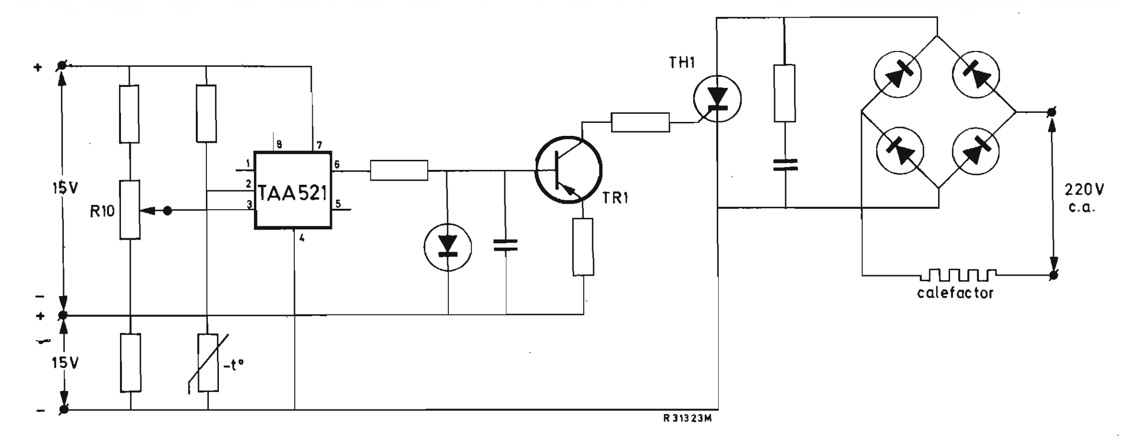


Fig. 23. Variante del circuito de la figura 22, con un TAA521 como amplificador de error. La temperatura se ajusta con *R10*.

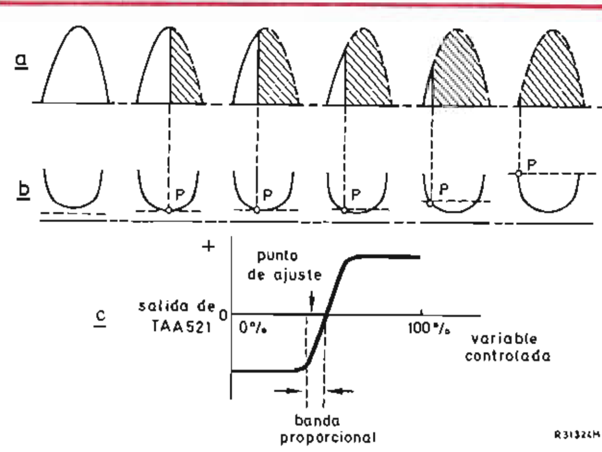


Fig. 24. Ilustración de control proporcional del TAA521 en una banda estrecha. Las zonas rayadas indican los períodos de conducción del tiristor.

casi cero grados para fuertes niveles de excitación de la puerta. Así pues, existe una banda proporcional en que el ángulo de conducción del tiristor por semiciclo varía entre 90º y casi 180º (fig. 24*a*). La figura 24*c* muestra la característica de control.

En consecuencia, el circuito presenta la sencillez del control de todo o nada y las interesantes propiedades del control proporcional.

Control de todo o nada con relé de láminas

El circuito representado en la figura 25 utiliza un relé de láminas para conectar la corriente de puerta. Estos relés tienen la ventaja de una mínima erosión de contactos, asegurando así una gran fiabilidad del circuito. La sensibilidad de control es elevada (mejor que 0,2 ºC) pues el detector de nivel FCL101, controlado por el divisor sensible a la temperatura *R8*, *R9*, *R11*, tiene una histéresis de disparo de 10 mV (*R4* = 10 ohmios).

La tensión de alimentación es de 6 V, obtenida por rectificación y filtrado de la tensión del secundario de *T1*, estabilizada con el diodo *D2*.

Cualquier cambio en la temperatura controlada se refleja en una variación de la resistencia del termistor PTC (*R11*). Si la temperatura supera el valor determinado por *R9*, la tensión continua de entrada en el ter-

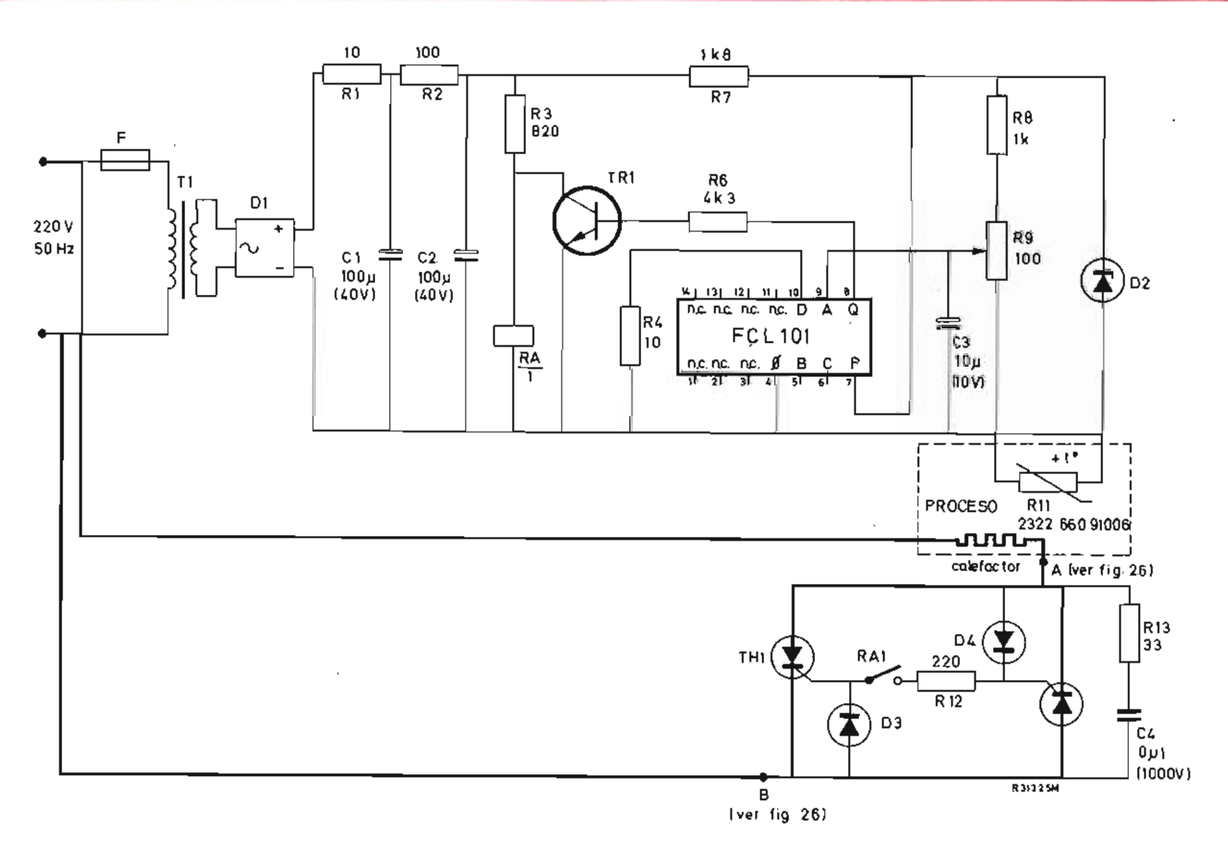


Fig. 25. Sistema de control de temperatura de todo o nada (el circuito de potencia está representado con línea gruesa). La temperatura se ajusta con *R9*.

minal 9 de FCL101 sobrepasa el nivel de disparo para tensión creciente (típicamente 0,85 V). La salida del FCL101, en el terminal 8 pasa a nivel ALTO (2,5 V mín), saturando a *TR1*. Este cortocircuita el relé *RA* y lo desactiva. El contacto *RA1* se abre y corta la corriente de puerta de *TH1* y *TH2*.

Si la temperatura disminuye por debajo del valor preestablecido, la tensión de entrada cae por debajo del nivel de disparo para tensiones decrecientes (típicamente 0,84 V). La salida del FCL101 pasa a nivel BAJO (0,4 V máx) y *TR1* se bloquea. El relé *RA* se activa y, a través del contacto *RA1*, se aplica corriente a la puerta de *TH1* y *TH2*. De este modo se aplica energía al calefactor para compensar la disminución de temperatura.

El condensador *C3* a la entrada del FCL101 suprime impulsos aleatorios.

El margen de control de temperatura es de 30° a 45 °C, pero se puede modificar cambiando los valores de *R8* y *R9* (máximo margen de control: de 25 °C a 150 °C).

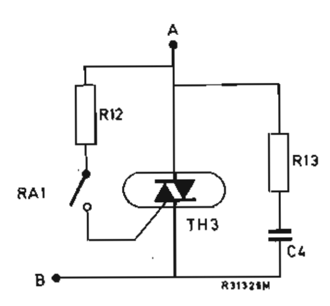


Fig. 26. Variante del circuito de la figura 25, que utiliza un triac BTX94 (los puntos *A* y *B* corresponden a los de la fig. 25).

La temperatura ambiente influye poco en el comportamiento del circuito; una variación de 10 °C en el ambiente provoca una desviación de 1 °C, aproximadamente, en la temperatura prefijada.

La figura 26 presenta una variante que emplea un triac BTX94 como dispositivo de control de potencia.

Control por relación de tiempo con un TAA521 como generador astable

En el circuito representado en la figura 27, la relación de tiempo se controla por un amplificador operacional TAA521, que trabaja como generador de onda cuadrada. El ciclo de trabajo del calefactor, o sea la potencia de calefacción, se ajusta por los elementos de realimentación sensibles a la temperatura *R2* y *R3*. Otras características del circuito son el disparo ordenador-seguidor (de forma que no pase corriente continua por la carga) y la conmutación sincrónica del tiristor (cuyas ventajas se han visto anteriormente).

Las figuras 27 y 28 se refieren al funcionamiento del TAA521. Si *C1* está inicialmente descargado y la salida del amplificador es positiva, la tensión en el terminal de entrada 3 es más alta que la del terminal de entrada 2, de modo que se mantiene la tensión de salida positiva. Al cargarse *C1* positivamente a través de *R7*, del termistor NTC *R3* y de *D2*, la tensión en el terminal 2 aumenta. Tan pronto se supera la tensión del terminal 3 (+4 V), punto *P* de la figura 28, la tensión entre los terminales 2 y 3 cambia de signo y la realimentación positiva a través de *R4* hace que la salida del amplificador pase bruscamente a negativa. Entonces *C1* se carga en sentido contrario a través de *R6*, del termistor PTC *R2* y de *D1*, hasta alcanzar el punto *Q* de la figura 28, en que la salida del amplificador pasa a positiva. Y así sucesivamente.

El tiempo *t1* durante el cual la salida de TAA521 es positiva, está determinado por la constante de tiempo de *C1*, *R3* y *R7*, mientras que *t2*, de salida negativa, depende de la de *C1*, *R2* y *R6*. Los períodos *t1* y *t2* vienen dados por:

$$t_1 = C_1\,(R_3 + R_7)\ \ln\,[1 + (2\,R_1/R_4)]\,, \tag{7}$$

$$t_2 = C_1\,(R_2 + R_6)\ \ln\,[1 + (2\,R_1/R_4)]\,, \tag{8}$$

donde: *R3* = resistencia del termistor NTC
R2 = resistencia del termistor PTC

Como los tiristores *TH1* y *TH2* conducen durante el período *t1*, el ciclo de trabajo del tiristor, δ, es igual a:

$$\delta = t_1/(t_1 + t_2) = (R_3 + R_7)/(R_3 + R_7 + R_2 + R_6). \tag{9}$$

Si aumenta la temperatura controlada, *t1* se reduce (al disminuir *R3*) y *t2* se prolonga (al aumentar *R2*), de modo que el ciclo de trabajo δ del tiristor disminuye, lo cual contrarresta el aumento de temperatura.

El sincronizador asegura que la excitación de la puerta de *TH1* empiece con polarización inversa de ánodo, de modo que *TH1* conduce tan pronto como su tensión de ánodo se hace positiva. Debido al disparo ordenador-seguidor, el tiristor *TH2* se dispara después de cada período de conducción de *TH1*, como se explicará.

La figura 29 se refiere al funcionamiento del sincronizador. El sincronizador recibe una señal de entrada

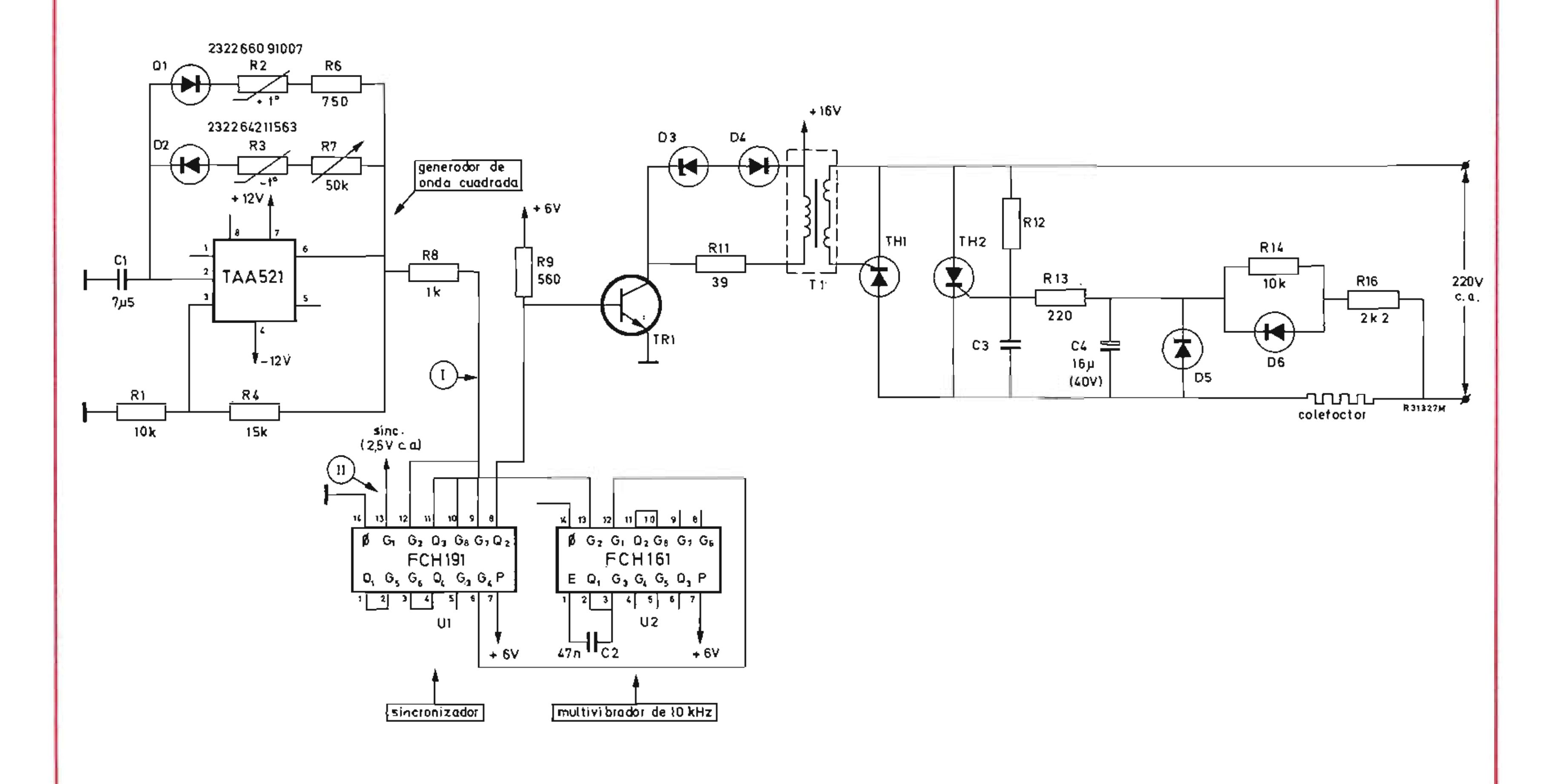


Fig. 27. Circuito de control por relación de tiempo con amplificador operacional TAA521 como generador de onda cuadrada. La temperatura se ajusta con *R7*.

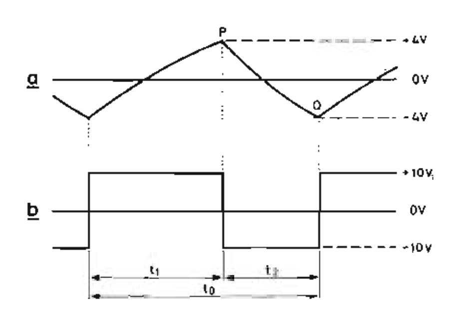


Fig. 28. Funcionamiento del TAA521 como generador de onda cuadrada. (*a*) tensión en *C1* (fig. 27); (*b*) tensión de salida. Ciclo de trabajo en la carga: $\delta = t1/t0$ (el tiristor conduce durante el período *t1*).

procedente de la salida del TAA521 (entrada I) y una tensión de sincronización (entrada II), respectivamente; esta última está en contrafase con la tensión de ánodo de *TH1*. Con la entrada I positiva y la entrada II pasando a positiva, el flip-flop sincronizador está en servicio y el multivibrador de 10 kHz puede oscilar (+6 V en el terminal 13 del FCH161). Este estado del flip-flop se mantiene con independencia de la polaridad de la entrada II.

Para disparar *TH1*, la salida del multivibrador (terminal 6 de FCH161) se aplica al transformador de disparo TT60 (*T1* en la figura 27) a través de la cuarta puerta NAND del FCH191 (terminales 6 y 8) y del transistor *TR1*. Al pasar a negativa la entrada I, el flip-flop cambia y se inhibe el multivibrador (+0,3 V en el terminal 13 de FCH161). Así los tiristores conducen sólo cuando la salida del TAA521 es positiva.

Los impulsos de tensión, producidos por el primario de *T1* durante la conmutación de *TR1*, son suprimidos por el diodo zener *D3*, el cual evita también la saturación del transformador facilitando la rápida disminución de la corriente del primario durante el bloqueo de *TR1*. El diodo *D4* evita el cortocircuito de *T1* cuando *TR1* pasa a saturación.

El disparo subsiguiente de *TH2* se consigue del modo siguiente (fig. 27). Cuando *TH1* conduce, el condensador *C4* recibe la tensión de carga a través de *R16* y *D6*, de modo que se aplica corriente de puerta a *TH2*. Gracias a la constante de tiempo implicada, circula suficiente corriente de puerta (después del bloqueo de *TH1*) para cebar *TH2*. Los resistores *R14* y *R16* garantizan que *C4* se haya descargado completamente antes del final de cada semiciclo de conducción de *TH2*, de modo que éste se dispare sólo si *TH1* ha conducido previamente. El diodo *D5* protege a *C4* y a la puerta de *TH2* contra tensiones inversas. Con los valores de los componentes indicados, la corriente de puerta de *TH2* es de 100 mA como mínimo para un ángulo de fase de 10°, el cual dispara la mayoría de los tiristores.

La temperatura controlada se ajusta con *R7* (margen de ajuste de unos 20 °C). El resistor *R6* limita la corriente a través del termistor PTC, evitando una deriva de la temperatura controlada por autocalentamiento del termistor.

CONTROL POR RELACION DE TIEMPO CON ENTRADA POR TERMOPAR

El circuito representado en la figura 30 proporciona una medida exacta de la temperatura, ya que tiene compensación de la soldadura fría y contiene un compensador de corriente continua para evitar la carga del termopar. El control del tiristor (disparo ordenador-seguidor y conmutación sincrónica) se realiza como en el circuito anterior.

Se usa un termopar (*TC1* en la figura 30) que permite la medida de temperaturas hasta un máximo de

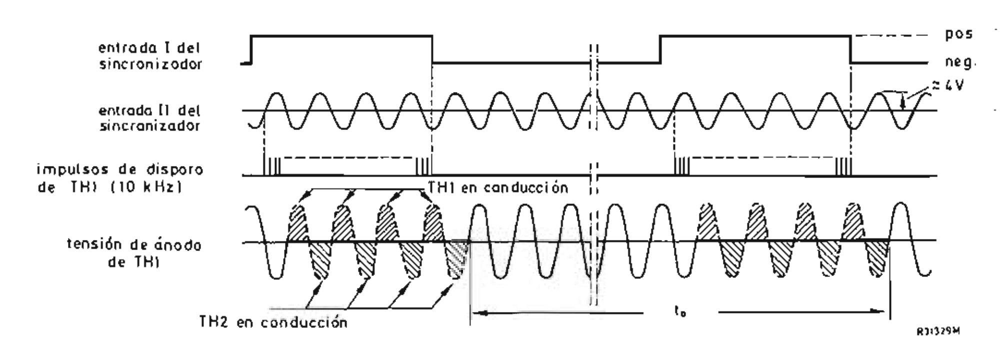


Fig. 29. Funcionamiento del sincronizador.

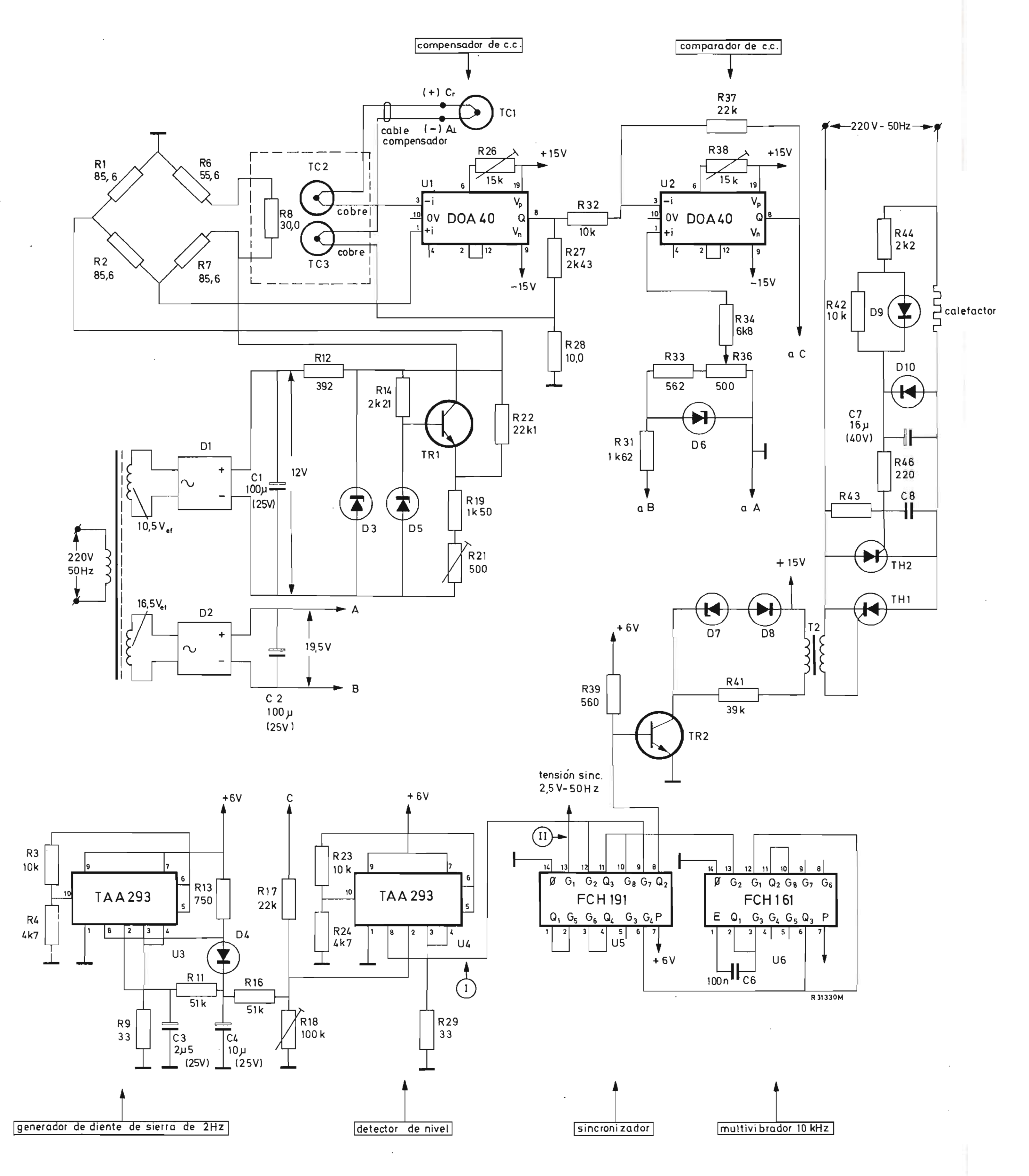


Fig. 30. Esquema del sistema de control de temperatura. La temperatura se ajusta con *R36*. *TC1* = unión caliente (Cr-Al); *TC2*, *TC3* = uniones frías.

1000 °C. El puente de compensación de la soldadura fría (*R1*, *R2*, *R6*, *R7* y *R8*) y el circuito de referencia (*R31*, *R33*, *R36* y *D6*) están equipados con resistores de alta estabilidad, de modo que, junto con la fuente de referencia *D6* (un diodo zener BZX48 cuyo coeficiente de temperatura es sólo del 0,001 %/°C), se minimizan las variaciones de la temperatura controlada debidas a temperatura ambiente y envejecimiento.

Se consigue una carga del termopar virtualmente nula, pues el primer DOA40 está conectado como amplificador compensador de c.c. Una fracción de la tensión continua de salida, tomada en bornes de *R28*, se realimenta a la entrada inversora, $-i$, a través del circuito del termopar. Este circuito se encuentra en serie con la entrada inversora y su carga está determinada por la bajísima corriente de entrada diferencial. Como resultado se elimina la influencia en el circuito de las variaciones en la resistencia del termopar debidas a variaciones de temperatura. Como el termopar está flotante con respecto a masa, se mantiene la resistencia de *R28* mucho más baja que la resistencia de aislamiento entre el termopar y su revestimiento (*R28* = 10 ohmios).

Para compensar la soldadura fría, la entrada $+i$ se conecta al puente detector de temperatura *R1*, *R2*, *R6*, *R7* y *R8*, el cual se alimenta con una fuente de corriente continua estabilizada (el puente requiere aproximadamente 1,5 mA). Las soldaduras frías, *TC2* y *TC3*, se colocan dentro del cuerpo de *R8*, lo cual asegura que el resistor y las soldaduras frías tengan la misma temperatura. El puente está equilibrado a 0 °C; es decir, la entrada $+i$ está entonces al potencial de masa. Al aumentar la temperatura de la soldadura fría (temperatura ambiente), la resistencia de *R8* aumenta y el puente se desequilibra. La entrada $+i$ toma un potencial negativo, que compensa la caída de la f.e.m. del termopar debido a la subida de temperatura de la soldadura fría. Como el puente está bien adaptado al termopar utilizado, el potencial de la entrada $+i$ seguirá exactamente el de la entrada $-i$, de modo que se consigue una buena compensación.

El segundo DOA40, controlado por la diferencia entre la salida del amplificador compensador de c.c. y la tensión de referencia ajustada con el potenciómetro *R36* de control de temperatura, funciona como comparador de c.c. Hay proporcionalidad entre la salida del comparador y la desviación de la temperatura controlada con respecto al valor prefijado. La ganancia en lazo abierto del sistema se adapta al proceso térmico modificando el valor de *R37*. Esto modifica la ganancia del comparador de c.c.

El detector de nivel TAA293 funciona como disparador de Schmitt y se alimenta simultáneamente por la salida del comparador de c.c., que depende de la temperatura, y por la salida de un generador de dientes de sierra de 2 Hz. Por tanto, cualquier cambio en la temperatura controlada modifica la anchura de los impulsos positivos de salida producidos por el TAA293 (véase figura 31). Se obtiene control por relación de tiempo, porque los tiristores de salida conducirán durante los períodos (de duración variable) en los que la salida del TAA293 es positiva.

El control de temperatura se efectúa del siguiente modo. Si la temperatura aumenta, la entrada $-i$ del primer DOA40 (fig. 30) se hace más positiva; con ello, la tensión de salida de este amplificador disminuye y la del segundo DOA40 aumenta. Al aumentar el valor de la componente continua de entrada, el detector de nivel TAA293 produce impulsos de salida más estrechos (véase figura 31); esto reduce el ciclo de trabajo del tiristor de modo que se compensa el aumento de la temperatura controlada.

La figura 32 muestra un circuito simplificado del primer DOA40. La semejanza con el compensador clásico de c.c. es evidente, pero el comportamiento es muy superior ya que la acción compensadora es automática y el circuito del termopar está cargado con la bajísima corriente de entrada del DOA40 (típicamente 300 nA).

Debido a la elevadísima ganancia en lazo abierto, A, la tensión diferencial de entrada v_d es despreciable comparada con la f.e.m. del termopar, e, de modo que esta

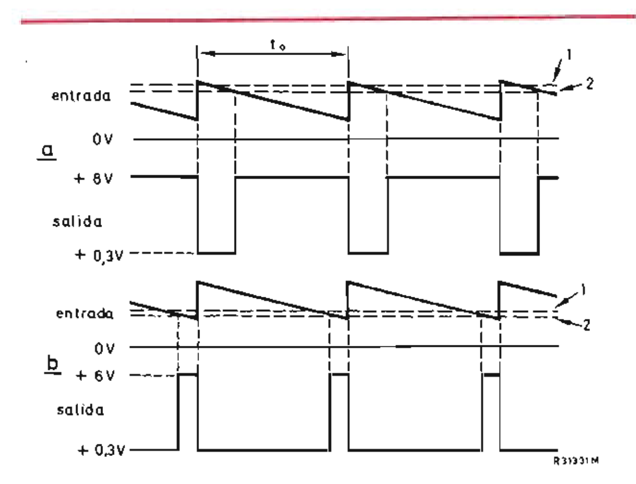


Fig. 31. Formas de onda idealizadas de entrada y de salida del detector de nivel disparador de Schmitt. (*a*) salida c.c. baja del comparador, que produce un gran ciclo de trabajo de los tiristores (temperatura baja); (*b*) salida c.c. alta del comparador, que produce un pequeño ciclo de trabajo de los tiristores (temperatura alta).
1 = nivel de disparo para tensiones crecientes,
2 = nivel de disparo para tensiones decrecientes,
t_o = período de repetición del control de relación de tiempo (aproximadamente 0,5 s).
La amplitud del diente de sierra es de 1 V aproximadamente.

última es casi igual a la caída de tensión en *R28*. Así, la ganancia de tensión G_c es igual a:

$$G_c = v_{o(t)}/e \approx -(R_{28} + R_{27})/R_{28}. \qquad (10)$$

Con mayor exactitud:

$$G_c = v_{o(t)}/e = \frac{-1}{\frac{R_{28}}{R_{28}+R_{27}} - \frac{1}{A} \times \frac{r_s + r_d}{r_d}}, \qquad (11)$$

en donde: r_s = resistencia de generador del termopar
r_d = resistencia diferencial de entrada
A = ganancia en lazo abierto ($A < 0$).

Como $r_d \gg r_s$, la influencia de las variaciones de r_s causadas por las fluctuaciones de la temperatura queda eliminada. Además, como $A \gg (R28 + R27)/R28$, puede adoptarse la ecuación (10) sin error apreciable.

Sustituyendo en la ecuación (10) los valores del circuito: $R27 = 2{,}43$ kΩ, $R28 = 10$ Ω, se obtiene:

$$G_c = -(2430 + 10)/10 = -244.$$

El termopar empleado produce aproximadamente 40 μV/°C, de modo que la salida del amplificador compensador de c.c. es:

$$v_{o(t)}/°C = -244 \times 40\ \mu V/°C \approx -10\ mV/°C. \qquad (12)$$

La máxima temperatura controlable se calcula con la expresión siguiente, válida para el segundo DOA40 (comparador de c.c.):

$$v_{o(c)}\text{mín} = v_{o(t)}\text{mín}\, G_t + v_r\ \text{mín}\, G_r, \qquad (13)$$

donde:

$v_{o(c)}$ mín = mínima salida comparador de c.c.
$v_{o(t)}$ mín = salida del amplificador compensador de c.c. a la máxima temperatura controlada
$G_t = v_{o(c)}/v_{o(t)}$ = ganancia del comparador de c.c. para una señal $v_{o(t)}$
$G_r = v_{o(c)}/v_r$ = ganancia del comparador de c.c. para la señal de referencia v_r
v_r mín = señal de referencia, ajustada para la máxima temperatura controlada.

La salida del comparador de c.c., $v_{o(c)}$, debe caer entre +0,5 y 1,5 V para variar el ciclo de trabajo del tiristor entre los valores máximo y mínimo, respectivamente. El valor mínimo de $v_{o(c)}$ corresponde, por lo tanto, a la máxima temperatura controlada:

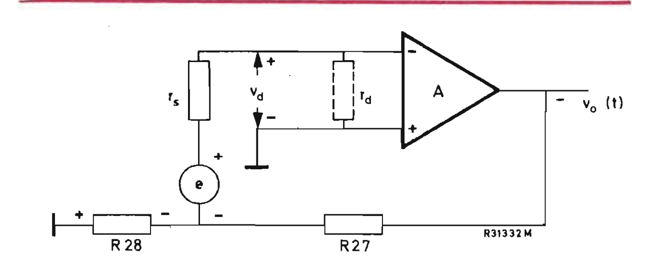


Fig. 32. Unidad DOA40 como amplificador-compensador de c.c.
r_s = resistencia de generador del termopar,
r_d = resistencia diferencial de entrada,
e = f.e.m. del termopar,
v_d = tensión diferencial de entrada,
A = ganancia en lazo abierto ($A < 0$).

$$v_{o(c)}\text{mín} = +0{,}5\ V. \qquad (14)$$

Como la resistencia de salida del amplificador compensador de c.c. es casi despreciable, la ganancia G_t vale:

$$G_t = v_{o(c)}/v_{o(t)} \approx -R_{37}/R_{32}\ .$$

(véase fig. 30).

Sustituyendo $R37 = 22$ kΩ y $R32 = 10$ kΩ, se obtiene:

$$G_t \approx -22/10 = -2{,}2. \qquad (15)$$

Lo mismo con G_r:

$$G_r = v_{o(c)}/v_r = \frac{R_{37} + R_{32}}{R_{32}} = \frac{22 + 10}{10} = 3{,}2. \qquad (16)$$

(El valor de *R34* es despreciable con respecto a la resistencia diferencial de entrada del DOA40.)

Cuando el cursor de *R36*, representado en la figura 30, se encuentra en la posición extrema izquierda, se alcanza el máximo valor de la temperatura controlada. Entonces el valor v_r mín de la tensión de referencia es:

$$v_r\ \text{mín} = -V_{Z(D_6)}\, R_{36}/(R_{36} + R_{33}) = -6{,}5 \times 500/(500 + 562) \approx -3{,}1\ V. \qquad (17)$$

Sustituyendo los valores de las ecuaciones (14) a (17), en la ecuación (13), tenemos:

$$+0{,}5 = v_{o(t)}\text{mín} \times (-2{,}2) + (-3{,}1) \times 3{,}2,$$

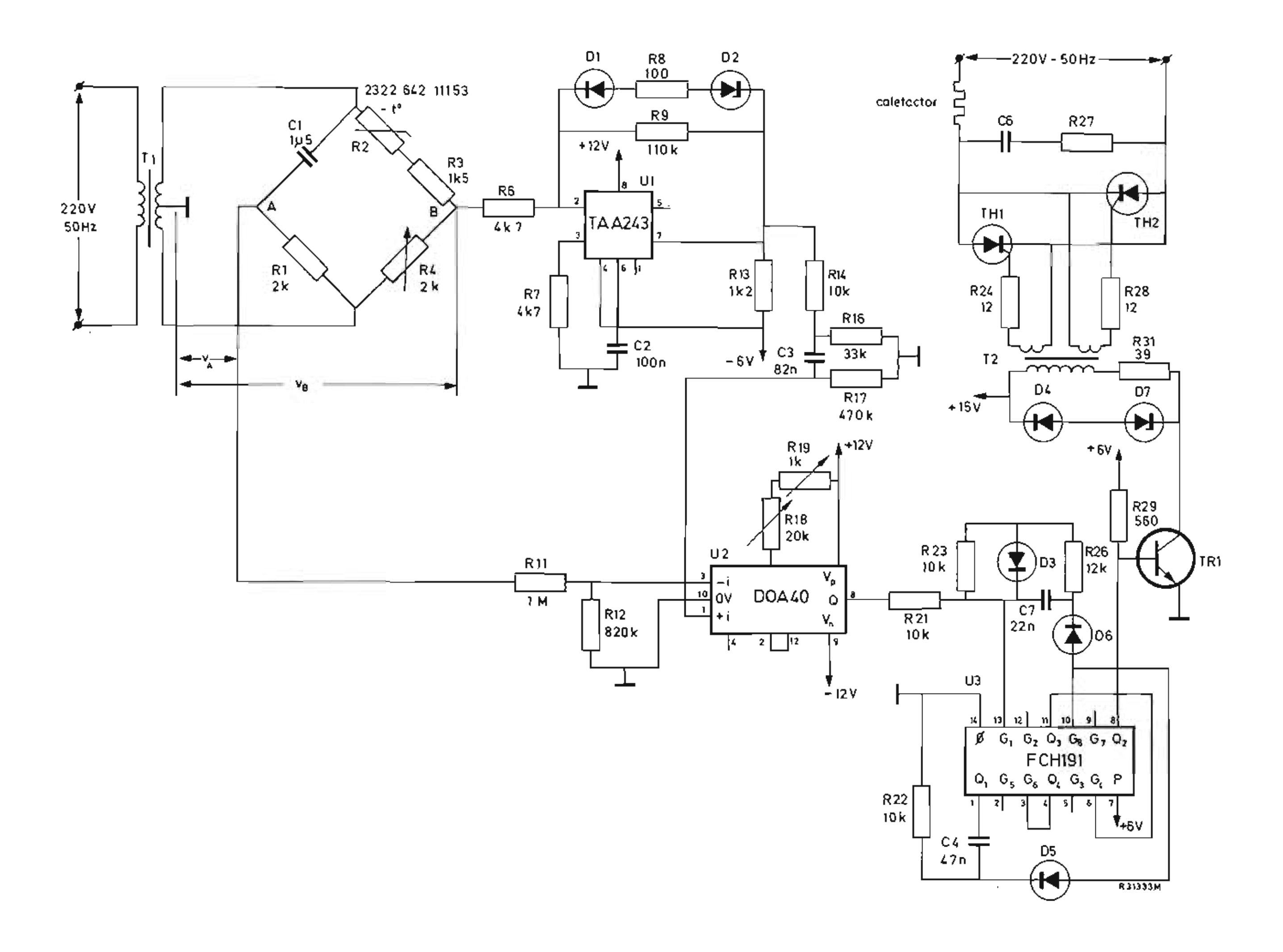


Fig. 33. Esquema del sistema de control proporcional de temperatura. El puente detector de temperatura *C1*, *R1* a *R4* se alimenta con 10 V ef. La temperatura se ajusta con *R4*.

de donde se obtiene:

$$v_{o(t)}\text{mín} = -4{,}70\ \text{V} = -4700\ \text{mV}.$$

De acuerdo con la ecuación (12), la máxima temperatura controlada, con los componentes indicados, es:

$$T_{\text{máx}} \approx \frac{-4700}{-10} = 470\ °\text{C}\,.$$

Por medio de un cálculo similar al efectuado antes, se encuentra que la máxima temperatura controlada es de 970 °C, si se sustituyen *R33* y *R36*, representados en la figura 30, por un potenciómetro helicoidal de 10 espiras, 1000 Ω (v_r mín $= -V_{Z(D6)} = -6{,}5$ V).

Control proporcional con red desfasadora activa

En el circuito mostrado en la figura 33, las salidas de c.a. (V_A y V_B) de ambos lados del puente detector de temperatura *C1*, *R1* a *R4* son aplicadas a una red desfasadora activa que consta de los amplificadores operacionales TAA243 y DOA40 y circuitos asociados. (Debido a la presencia de *C1*, V_A y V_B tienen un desfase mutuo de 90°.) El ángulo de disparo del tiristor está determinado únicamente por la relación de V_A/V_B (relación que, a su vez, depende de la temperatura controlada), por lo cual no le afectan las fluctuaciones de la entrada alterna del puente, ni las variaciones en las tensiones continuas de alimentación empleadas en el circuito.

El amplificador operacional TAA243 está conectado como amplificador de error con una sola entrada, alimentada simultáneamente por la variable medida (entre *R2* y *R3*) y por la señal del punto de ajuste (en *R4*). La salida resultante del puente, indicada por V_B en el esquema, es amplificada por el TAA243, para obtener suficiente sensibilidad de control y aplicada al terminal de entrada 1 del DOA40 a través de un divisor de tensión y una red separadora de la c.c.

La salida del puente V_A (aproximadamente 7 V_{ef}) se aplica al terminal de entrada 3 del DOA40 a través del divisor de tensión *R11*, *R12*. A consecuencia de la señal de entrada diferencial que se aplica a los terminales 1 y 3, el DOA40 pasa a saturación y produce una onda cuadrada de 50 hertzios.

El circuito integrado FCH191, alimentado por la salida del DOA40, proporciona un impulso positivo de 6 V (en el terminal 8) cada vez que su entrada cambia de polaridad (separación entre impulsos: 10 ms). Debido a la amplificación del impulso en tres puertas NAND en cascada del FCH191, se generan impulsos casi rectangulares de 100 μs (la anchura del impulso está determinada por *C7*, *R26* y *C4*, *R22*). Los impulsos de salida del FCH191 son amplificados por *TR1* y aplicados, por medio del transformador de disparo *T2*, a las puertas de *TH1* y *TH2*, determinando que estos tiristores conduzcan alternativamente durante semiciclos sucesivos.

Las figuras 34, 35 y 36 muestran las formas de onda.

La salida del puente, V_B, es igual a cero si la caída de tensión alterna en *R2 R3* es igual a la que existe en *R4*. El amplificador TAA243 no proporciona salida y la salida v_0 del DOA40 viene determinada únicamente por la entrada v_3 en el terminal 3 (fig. 34). Como los pasos por cero de v_0 están desfasados 90° con respecto a los de la alimentación alterna, los tiristores se disparan con un ángulo de 90°; es decir, se aplica al calefactor la mitad de la potencia máxima.

Si la temperatura aumenta, la tensión en el brazo del puente *R2 R3* disminuye y la del brazo *R4* aumenta. La salida resultante, V_B, es amplificada e invertida por el TAA243. Como la señal de entrada v_1, presente entonces en el terminal 1 del DOA40, tiene un adelanto de fase de 90° con respecto a v_3 (fig. 35), los pasos por cero de la salida del DOA40 se retrasan y los tiristores se disparan más tarde en cada semiciclo (aumento de Δa en el ángulo de disparo).

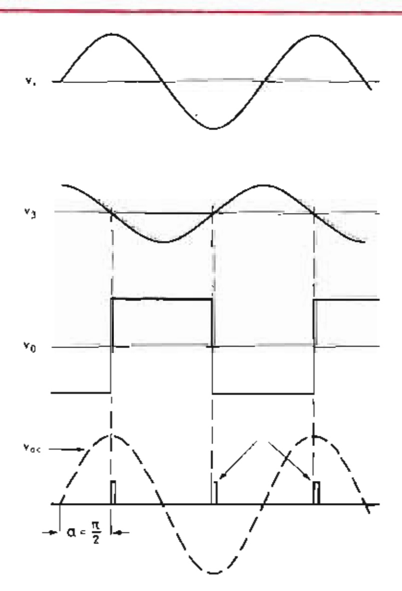


Fig. 34. Formas de onda en la red desfasadora activa, con $V_B = 0$ $(R2 + R3 = R4)$.
v_i = entrada del puente,
$v3$ = señal en el terminal de entrada 3 de DOA40 (adelantada 90° con respecto a v_i),
v_0 = salida de DOA40,
v_{ca} = entrada c.a. (en fase con v_i).
Las formas de onda se representa a escala arbitraria.

Por el contrario, al disminuir la temperatura, la salida del puente, V_B, invierte la fase, esto adelanta los pasos por cero de la salida del DOA40 y dispara antes los tiristores, como se indica en la figura 36 (disminución de $\Delta\alpha$ en el ángulo de disparo).

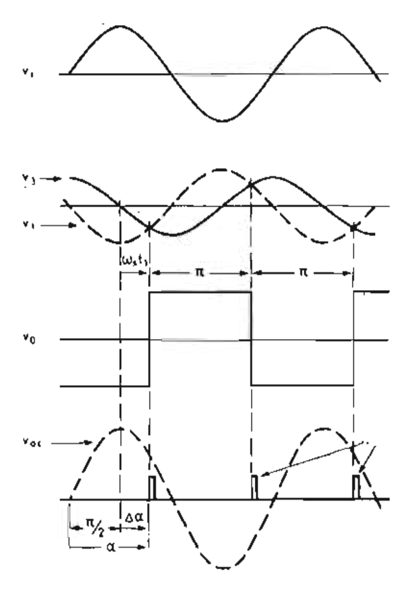


Fig. 35. Formas de onda en la red desfasadora activa con $R2 + R3 > R4$ (temperatura del proceso más elevada).
v_i = señal en el terminal de entrada 1 de DOA40, adelantada 90° con respecto a $v3$.

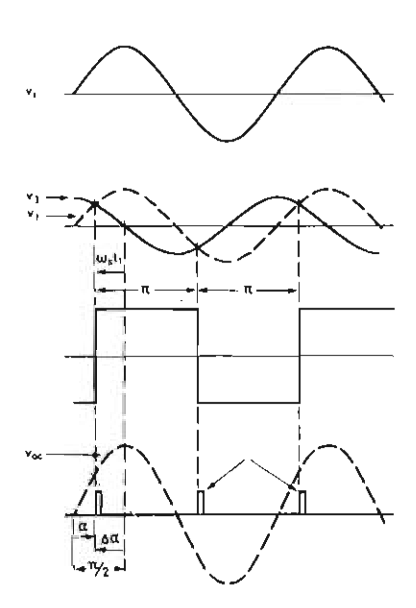


Fig. 36. Formas de onda en la red desfasadora activa con $R2 + R3 > R4$ (temperatura del proceso más baja).
$v1$ = señal en el terminal de entrada 1 de DOA40, retrasada 90° con respecto a $v3$.

El control de la temperatura trabaja de la forma siguiente. A la temperatura de régimen del proceso, la salida del puente V_B, es tal que el ángulo de disparo del tiristor se mantiene en un valor que equilibra el calor proporcionado por el elemento calefactor y el calor disipado en el ambiente por el proceso. (El valor de V_B y el del ángulo de disparo dependen de la temperatura establecida). Cuando la carga exige un cambio, los valores de V_B y del ángulo de disparo se modifican; esto varía la potencia del calefactor para compensar la desviación en la temperatura del proceso.

Para obtener un control de temperatura satisfactorio, se adapta el lazo abierto del sistema mediante elección del valor de *R9*. El mejor funcionamiento se obtiene cuando la ganancia del amplificador es aproximadamente la mitad del valor para el cual el control se hace inestable. El control es más o menos uniforme en todo el margen de temperaturas controladas.

Control proporcional con termómetro de resistencia de platino

Las características de este circuito (fig. 37) son: muy baja deriva a largo plazo de la temperatura controlada (por utilización de un termómetro de resistencia de platino), ganancia en lazo abierto del sistema casi uniforme en todo el margen de temperatura controlada, e independencia de ésta con respecto a las fluctuaciones de la tensión de la red. Esto último se debe a la adopción del módulo desfasador PSM40, que trabaja en modo cosenoidal de control del ángulo de conducción.

La temperatura del proceso se detecta con el termómetro *R2*, que forma parte de un puente de c.c. Este puente está equipado con resistores de alta estabilidad para conseguir una buena precisión a largo plazo. La salida del puente se aplica como señal de entrada diferencial a los terminales 1 y 3 de un amplificador operacional DOA40 (la variable medida se aplica al terminal 1; la señal del punto de ajuste, al terminal 3). Como la salida del puente es bastante alta (unos 2 mV/°C), la deriva en los parámetros del amplificador difícilmente influirá en el funcionamiento. Para obtener una buena precisión del control es preferible alimentar el puente a partir de una fuente de c.c. estabilizada.

La salida del DOA40 (terminal 8) se aplica a la entrada de control (terminal 7) del módulo desfasador PSM40. Se necesita una señal de 0 V a 4 V c.c. para que el ángulo de conducción del tiristor varíe entre 10° y 170°. El diodo *D1* protege la entrada de control contra tensiones negativas. Una tensión de sincronización a 50 Hz (24 V_{ef} nominales) se aplica a los terminales 11 y 12 del módulo desfasador.

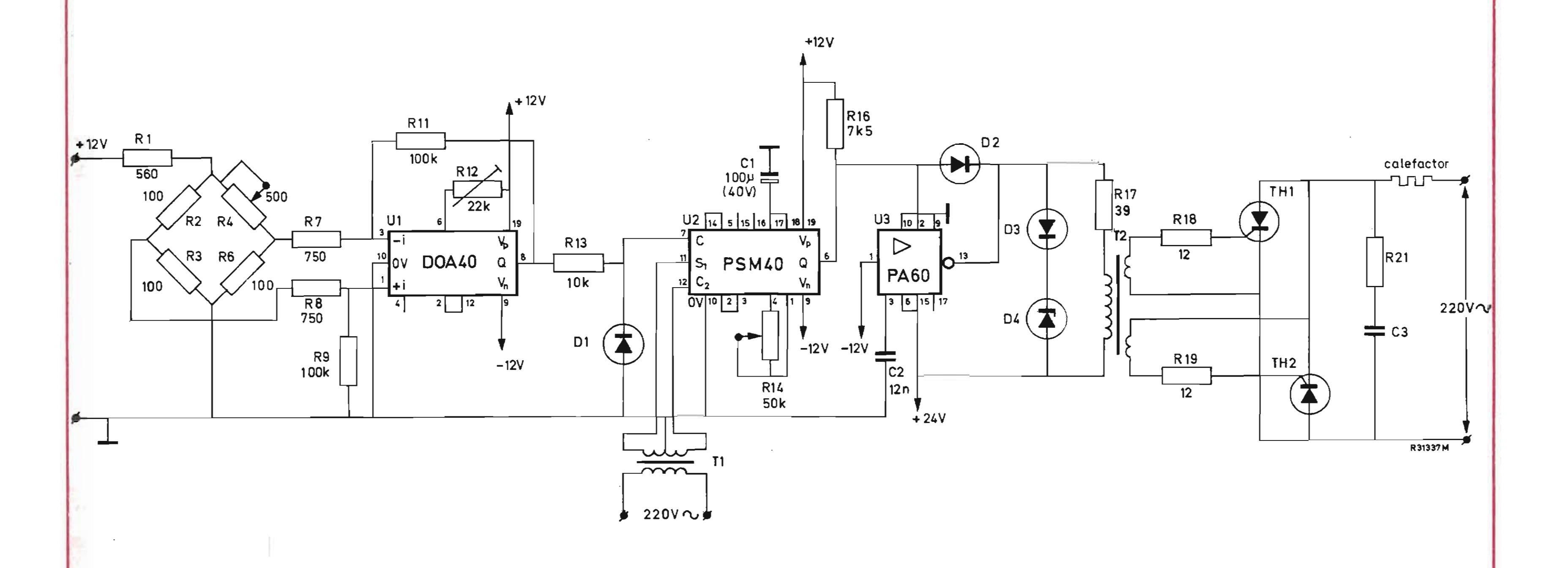


Fig. 37. Circuito de control de temperatura con módulo desfasador PSM40. *R2* es un termómetro de resistencia de platino. La temperatura se ajusta con *R4*.

El amplificador de potencia PA60 trabaja como multivibrador, convirtiendo los impulsos de salida del PSM40 en señales de disparo de 10 kHz (la cadencia de repetición de los impulsos está determinada por los valores de *R16* y *C2*). Este amplificador sólo puede oscilar si el terminal de entrada 2 se mantiene al nivel ALTO por medio de la salida del PSM40.

El transformador de disparo *T2* aplica los impulsos de salida del PA60 a las puertas de *TH1* y *TH2*. La amplitud de los impulsos de excitación de puerta es aproximadamente un tercio de la tensión positiva de alimentación del PA60 (8 V con 24 V de alimentación continua, lo que es suficiente para disparar los tiristores a temperatura ambiente).

El control de temperatura actúa del modo siguiente. Cuando la temperatura controlada aumenta, la resistencia del detector de temperatura *R2* aumenta y la entrada, en el terminal 1, se hace negativa. La salida del DOA40 se vuelve menos positiva, de modo que el ángulo de conducción del tiristor se reduce. Se aplica menos potencia al calefactor, contrarrestando la subida de temperatura. El resistor *R4* desplaza el punto de ajuste. Cuando *R4* disminuye, la señal en el terminal de entrada 3 del DOA40 se hace más positiva. Como la salida positiva del DOA40 disminuye, el ángulo de conducción de los tiristores disminuye. Así, la disminución de *R4* tiene como resultado un valor más bajo de la temperatura controlada.

Si es necesario, puede ajustarse la ganancia del amplificador, cambiando los valores de *R9* y *R11* (con la condición *R9* = *R11*).

Control proporcional e integral

Los sistemas mixtos de control combinan el deseable comportamiento transitorio del control proporcional y la propiedad del control integral de eliminar desviaciones (*offset*). Cambios bruscos en la carga térmica o variaciones en el ajuste de temperatura producen perturbaciones en la temperatura controlada que, en general, se amortiguan rápidamente por la acción proporcional; la desviación mantenida de temperatura (*offset*) propia al control proporcional, se anula por la acción integral. En el circuito representado en la figura 38, son ajustables la ganancia y el tiempo de anulación, para permitir la adaptación al proceso térmico.

Un puente de elevada estabilidad, formado por *R2*, *R3*, *R4*, *R6*, *R7* y *R8*, alimentado por un generador de corriente estabilizado *TR1*, *TR2*, constituye la entrada del sistema de control. El termómetro de resistencia de platino, *R2*, está conectado con tres hilos para eliminar la influencia de una variación de la resistencia de los conductores con la temperatura. La salida del puente es del orden de 2 mV/°C.

El amplificador diferencial, DOA42, recibe la señal de ajuste (entrada "–in") y la variable medida (entrada "+in"). La diferencia entre ambas señales es la señal de error, visualizada por el instrumento *V*; los diodos *D2* y *D3* protegen el instrumento.

Para permitir el establecimiento de un control proporcional e integral, la salida del DOA42 pasa por una red desfasadora (*C1* y *R19* a *R31*), con constante de tiempo ajustable, y luego se aplica a *TR3*, *TR4* y *TR5*; una parte variable de la señal de colector de *TR5* se realimenta a la entrada "–in". El amplificador *TR3*, *TR4* y *TR5* es necesario para minimizar la carga de la red desfasadora. Como la resistencia de entrada en la base de *TR3* es de 250 MΩ, la resistencia de entrada del amplificador está determinada casi enteramente por el valor de los resistores de polarización *R37* y *R38* (resistencia de entrada del amplificador de unos 22 MΩ). Si la resistencia del puente en los puntos *A* y *B* es baja con respecto a *R11* y *R12*, la característica del amplificador puede expresarse aproximadamente por:

$$G = \frac{\text{salida DOA42}}{\text{señal de error}} \approx \frac{R_{14}}{aR_{11}}\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_i}\right), \quad (18)$$

donde:

a = atenuación de la red *R32*, *R34*, ajustada con *R34*.

tiempo de reposición τ_i = producto de *C1* y uno de los resistores *R19* a *R31*.

Esta expresión es válida si *R11* = *R12* y *R14* = *R16*.

El potenciómetro *R34* ajusta la ganancia proporcional; *S1* permite elegir el valor adecuado del tiempo de reposición (τ_i ajustable entre unos 2 y 280 s).

El transistor *TR7* es excitado por la salida del DOA42, aplicada a su base a través de *D4*, *R33* y el potenciómetro de realimentación *R41*. (*C3* es un filtro para ruido.) Como la salida del DOA42 depende de la señal de error, la amplitud de la excitación de base y, por tanto, la velocidad de carga del condensador temporizador *C4* depende de la desviación de la temperatura controlada con relación al valor establecido. La velocidad de carga del condensador determina el ángulo de disparo del tiristor como se explicará más adelante.

El par regenerativo de transistores *TR8* y *TR9* se satura en cuanto la tensión de *C4* supera la tensión de zener de *D10* en una proporción suficiente. Entonces se aplica un impulso a las puertas de los tiristores *TH1* y *TH2*, a través de *T1*, disparando uno de ellos.

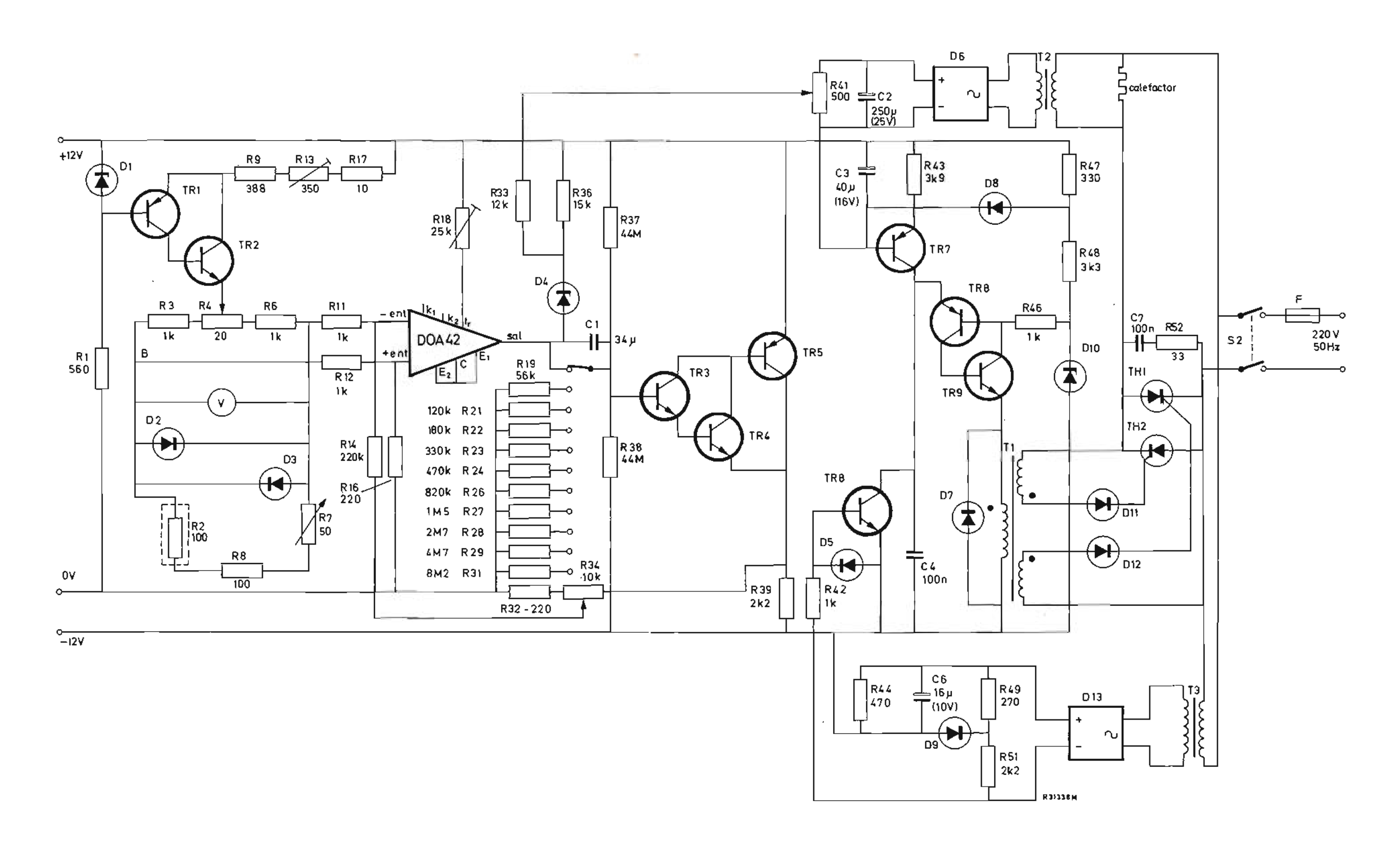


Fig. 38. Esquema del sistema de control de doble acción. La temperatura se ajusta con *R7*.

La sincronización del circuito de disparo se consigue descargando *C4* cerca del final de cada semiciclo. La figura 39 muestra el funcionamiento del sincronizador; la diferencia de las ordenadas de las curvas 1 y 2 representa la tensión base-emisor de *TR6*, si no estuviera presente el diodo *D5* de protección de la unión de emisor. Como se ve, casi al final del semiciclo, el transistor se hace conductor, y se descarga así el condensador temporizador. En consecuencia, el condensador se carga de nuevo cada semiciclo (conduciendo los tiristores alternativamente).

En este circuito de control, los tiristores trabajan como elementos no lineales, pues el ángulo de conducción varía de forma aproximadamente lineal con la señal de entrada de *TR7*. Para linealización, se rectifica la tensión del calefactor por medio de *D6* y la tensión continua resultante, en bornes de *R41*, se inyecta en el circuito de base de *TR7*, para obtener una realimentación negativa. La variación de la potencia del calefactor con la temperatura controlada es aproximadamente lineal, si la resistencia del calefactor aumenta linealmente con su temperatura.

El control de la temperatura se efectúa del siguiente modo. Cuando la temperatura tiende a aumentar, el termómetro *R2* aumenta su resistencia. Esto hace que la tensión en los terminales "+in" y de salida del DOA42 se hagan más positivos, de modo que *TR7* recibe menos excitación de base. El condensador *C4* se carga más lentamente y los tiristores se disparan más tarde en cada semiciclo. Se aplica menos potencia al calefactor, lo cual compensa el aumento de temperatura.

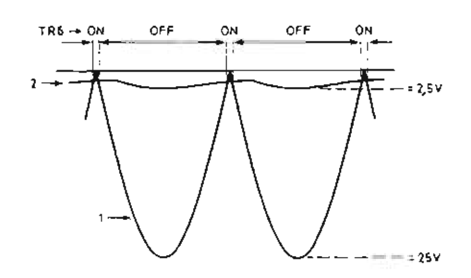


Fig. 39. Funcionamiento del sincronizador. Curva 1 = tensión en *R49* y *R51*. Curva 2 = tensión en *C6*.

Para obtener un buen control del proceso, se recomienda el siguiente procedimiento de ajuste. La ganancia del amplificador se ajusta aproximadamente a la mitad del valor con el cual el control resulta inestable. Entonces se añade la acción integral, reduciendo el tiempo de reposición, τ_i, a 1/1,2 veces el período de las oscilaciones.

Se aconsejan tensiones estabilizadas para las alimentaciones de corriente continua.

APENDICE. Lista de componentes

Fig. 21

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1	0,001	5	63
C2	(véase tabla 7)		
U1	FCL101		
D2,3,4,5	(véase tabla 6)		

	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1	1k	5	0,33
R2	100	5	1
R3	termistor PTC	2322 660 91007	
R4	10	10	0,2
R6	4,3k	5	0,33
R7	47	10	1,15
R9	(véase tabla 7)		
TR1	2N2905		
TH1	(véase tabla 6)		

Fig. 22

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1	0,01	5	63
C2	(véase tabla 7)		
U1	TAA521		
D1	BAX78		
D2,3,4,5	(véase tabla 6)		

	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1	8,2k	5	0,33
R2	200	5	3
R3	7,5k	5	0,33
R4	termistor NTC	2322 642 11153	
R6	1k	5	0,33
R7	100	10	2
R8	27	5	0,5
R9	(véase tabla 7)		

TR1	2N2905		
TH1	(véase tabla 6)		

Fig. 25

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1	100	−10/+50	40
C2	100	−10/+50	40
C3	10	−10/+50	16
C4	0,1	20	1000
U1	FCL101		
D1	BY123		
D2	BZY88-C6V2		
D3,4	BA148		

	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1	10	5	0,33
R2	100	5	0,5
R3	820	5	1,15
R4	10	5	0,2
R6	4,3k	5	0,2
R7	1,8k	5	0,33
R8	1k	5	0,2
R9	100	5	1
R11	termistor PTC	2322 660 91006	
R12	220	5	0,5
R13	33	5	1,15
TR1	BC147		
TH1,2	BTX68/600R		
T1	transformador	220/24 V; corriente secundario 100 mA c.a.	
RA	relé de láminas	12 V, 15 mA	
F	fusible	220 V c.a., 50 mA	

Fig. 27

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1	8,2	10	20
C2	0,047	5	63
C3	(véase tabla 7)		
C4	16	−10/+50	40
U1	FCH191		
U2	FCH161		
D1,2	BAX16		
D3	BZY88-C9V1		
D4	BAX16		
D5,6	BYX10		

	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1	10k	5	0,2
R2	termistor PTC	2322 660 91007	
R3	termistor NTC	2322 642 11563	
R4	15k	5	0,2
R6	750	5	0,33
R7	50k	10	3
R8	1k	5	0,33
R9	560	5	0,33
R11	39	5	0,33
R12	(véase tabla 7)		
R13	220	5	2
R14	10k	5	8
R16	2,2k	5	16
TH1,2	(véase tabla 7)		
T1	TT60		
TR1	BFY50		

Fig. 30

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1,2	100	−10/+50	40
C3	2,5	−10/+50	16
C4	10	−10/+50	25
C6	0,1	10	100
C7	16	−10/+50	40
C8	(véase tabla 7)		
U1,2	DOA40		
U3,4	TAA293		
U5	FCH191		
U6	FCH161		
D1,2	BY123		
D3	BZY88-C8V2		
D4	BAX13		
D5	BZY88-C3V9		
D6	BZX48		
D7	BZY88-C9V1		
D8	BAX16		
D9,10	BYX10		

	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1,2	85,6	0,1	0,5
R3	10k	5	0,33
R4	4,7k	5	0,33
R6	55,6	0,1	0,5
R7	85,6	0,1	0,5
R8	30 a 0 °C, resistor de precisión		
R9	33	5	0,33
R11	51k	5	0,33
R12	392	1	0,4
R13	750	5	0,33
R14	2,21k	1	0,4
R16	51k	5	0,33
R17	22k	5	0,33
R18	100k	–	0,25
R19	1,50k	1	0,4
R21	500	5	3
R22	22,1k	1	0,4
R23	10k	5	0,33
R24	4,7 k	5	0,33
R26	15k	5	3
R27	2,43k	1	0,4
R28	10,0	1	0,4
R29	33	5	0,33
R31	1,62k	1	0,4
R32	10k	1	0,5
R33	562	1	0,4
R34	6,8k	5	0,33
R36	500	–	–
R37	22k	1	0,5

R38	15k	5	3
R39	560	5	0,33
R41	39	5	0,33
R42	10k	5	8
R43	(véase tabla 7)		
R44	2,2k	5	16
R46	220	5	2
TH1,2	(véase tabla 7)		
T1	primario 220 V, 50 Hz/secundario 10,5 V, 10 mA y 16,5 V, 10 mA		
T2	TT60		
TR1	2N930		
TR2	BFY50		

Fig. 33

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1	1,5	10	250
C2	0,1	10	100
C3	0,082	5	125
C4	0,047	10	250
C6	(véase tabla 7)		
C7	0,022	10	100
	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1	2k	1	1,3
R2	termistor NTC	2322 642 11153	
R3	1,5k	1	1,3
R4	2k	5	3
R6	4,7k	1	0,5
R7	4,7k	5	0,33
R8	100	5	0,33
R9	110k	1	0,5
R11	1M	10	0,33
R12	820k	10	0,33
R13	1,2k	5	0,33
R14	10k	5	0,33
R16	33k	5	0,33
R17	470k	10	0,33
R18	20k	5	3
R19	1k	5	1
R21	10k	5	0,33
R22	10k	5	0,33
R23	10k	5	0,33
R24	12	5	0,33
R26	12k	5	0,33
R27	(véase tabla 7)		
R28	12	5	0,33
R29	560	10	0,5
R31	39	5	0,33
U1	TAA243		
U2	DOA40		
U3	FCH191		
D1	BAX13		
D2	BZY88-C5V1		
D3	BAX78		
D4	BAX16		
D5	BAX78		
D6	BAX78		
D7	BZY88-C9V1		

TH1,2	(véase tabla 7)
TR1	BFY50
T1	primario 220 V 50 Hz/secundario 2 x 5 V
T2	TT60

Fig. 37

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1	100	−10/+50	40
C2	0,012	5	63
C3	(véase tabla 7)		
	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1	560	1	0,5
R2	100 a 0 °C		
R3	100	1	0,4
R4	500	–	–
R6	100	1	0,4
R7,8	750	1	0,4
R9	100k	1	0,4
R11	100k	1	0,4
R12	22k	5	1
R13	10k	5	0,33
R14	50k	5	3
R16	7,5k	5	0,33
R17	39	5	0,33
R18,19	12	5	0,33
R21	(véase tabla 7)		
U1	DOA40		
U2	PSM40		
U3	PA60		
D1	OA95		
D2,3	BAX16		
D4	BZY88-C9V1		
TH1,2	(véase tabla 7)		
T1	primario 220 V, 50 Hz/secundario 24 V		
T2	TT60		

Fig. 38

	Valor (μF)	Tol. % (±)	Tensión (V)
C1	5 x 6,8	10	100
C2	250	−10/+50	25
C3	40	−10/+50	16
C4	0,1	10	100
C6	16	−10/+50	10
C7	0,1	10	1250
U1	DOA42		
D1	BZY78		
D2,3	OA200		
D4	BZY63		
D5	OA200		
D6	BY122		
D7,8,9	OA200		
D10	BZY56		
D11,12	OA200		
D13	BY122		

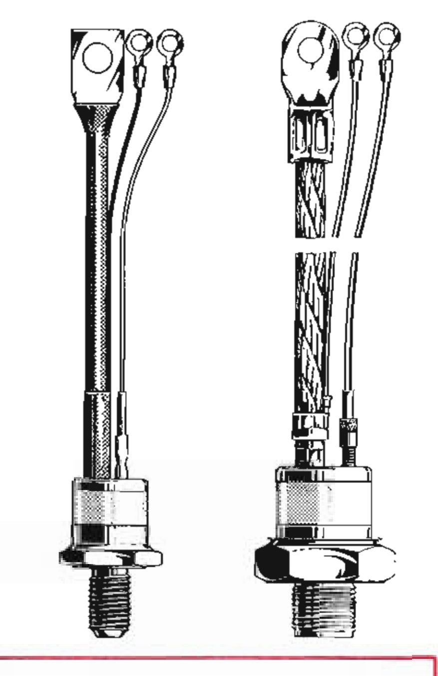
	Valor (Ω)	Tol. % (±)	Disipación (W)
R1	560	5	0,33
R2	100 a 0 °C		
R3	1k	0,25	0,4
R4	20	10	3
R6	1k	0,25	0,4
R7	50	–	–
R8	100	0,25	0,4
R9	388	0,25	0,4
R11,12	1k	5	0,33
R13	350	5	3
R14	220k	5	0,33
R16	220k	5	0,33
R17	10	0,25	0,4
R18	25k	5	3
R19	56k	5	0,67
R21	120k	5	0,67
R22	180k	5	0,67
R23	330k	5	0,67
R24	470k	5	0,67
R26	820k	5	0,67
R27	1,5M	10	0,67
R28	2,7M	10	0,67
R29	4,7M	10	0,67
R31	8,2M	10	0,67
R32	220	5	0,33
R33	12k	5	0,33
R34	10k	–	0,25
R36	15k	5	0,33
R37	2 x 22 M	10	0,67
R38	2 x 22 M	10	0,67
R39	2,2k	5	0,33
R41	500	10	3
R42	1k	5	0,33
R43	3,9k	5	0,33
R44	470	5	0,33
R46	1k	5	0,33
R47	330	5	0,33
R48	3,3k	5	0,33
R49	270	5	0,33
R51	2,2k	5	0,33
R52	33	5	1,15

TH1,2	BTX36-700R
T1	transformador disparador, 3 bobinas 50 espiras, 0,22 mm diámetro cada una; P30/19 núcleo envolvente
T2,3	220 V, 50 Hz primario/ 20 V secundario
TR1	BCY32
TR2	BCY10
TR3,4	2N2484
TR5	BCY32
TR6	2N1711
TR7,8	BCY39
TR9	BSY10

TABLA 7. Valores de los componentes RC, para supresión de transitorios y máxima potencia de salida disponible, $P_{máx}$[1]), con 220 V de tensión por fase (reguladores monofásicos de onda completa).

Tiristores	R	C	$P_{máx}$
BTY79-700R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1000 V c.c.	3,1 kW
BTX68-700R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1000 V c.c.	3,1 kW
BTY87-700R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1000 V c.c.	5,8 kW
BTX35-700R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1000 V c.c.	5,8 kW
BTY91-700R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1000 V c.c.	7,8 kW
BTX36-700R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1000 V c.c.	7,8 kW
BTX81-700R	33 Ω, 2 W	0,15 μF, 1000 V c.c.	9,7 kW
BTX82-700R	33 Ω, 2 W	0,15 μF, 1000 V c.c.	12,5 kW
BTX94-700R	33 Ω, 1 W	0,1 μF, 1000 V c.c.	5,5 kW

[1]) $P_{máx} = \pi V_L I_{TAVmáx}/\sqrt{2}$, donde V_L = tensión por fase, $I_{TAVmáx}$ = máxima corriente media nominal del tiristor.



ALARMA ELECTROMAGNÉTICA ANTIRROBO

A continuación describimos un dispositivo de alarma antirrobo de fácil montaje. Proporciona señales acústicas por medio de un altavoz cuando se produce una situación de emergencia originada por un atraco, robo, asalto, etc. que exijan poner sobre aviso al personal de cualquier institución pública o privada.

CONSIDERACIONES DE DISEÑO

La principal consideración al proyectar este dispositivo fue: "Quienquiera que desee apoderarse de algo que no le pertenece no puede dejar de producir algunos movimientos (si no es que arma un verdadero alboroto). Así, pues, lo que se ha de hacer es asegurar la detección de estos pequeños movimientos".

Al llegar a este punto, surgió otra idea: supongamos que hacemos que el dispositivo produzca una señal de alarma acústica a través de un altavoz. Éste tendrá un imán potente. Con dicho imán podemos sujetar el dispositivo a una superficie de acero, al marco metálico de una ventana, etc. Y si se suspende una pequeña bobina en el campo magnético del altavoz, esta bobina producirá una señal cuando se vea obligada a moverse en él. Podemos amplificar la señal y transformarla de forma que el altavoz empiece a chillar (o a aullar como una sirena, si se prefiere esto). Las ventajas son muchas: no necesitamos hilos de alimentación, que un ladrón astuto podría cortar, y nuestra astucia habrá superado a la suya. Sólo será necesario hallar el modo de anular el funcionamiento del circuito tanto tiempo como nos convenga. Para ese fin, un relé de láminas nos será útil.

MONTAJE DEL DISPOSITIVO

Estas ideas se pondrán en práctica de acuerdo con las figuras 1 y 2, y quizá también con la ayuda de las fotografías del prototipo. En primer lugar, hay que tomar una placa perforada como las que se usan para cir-

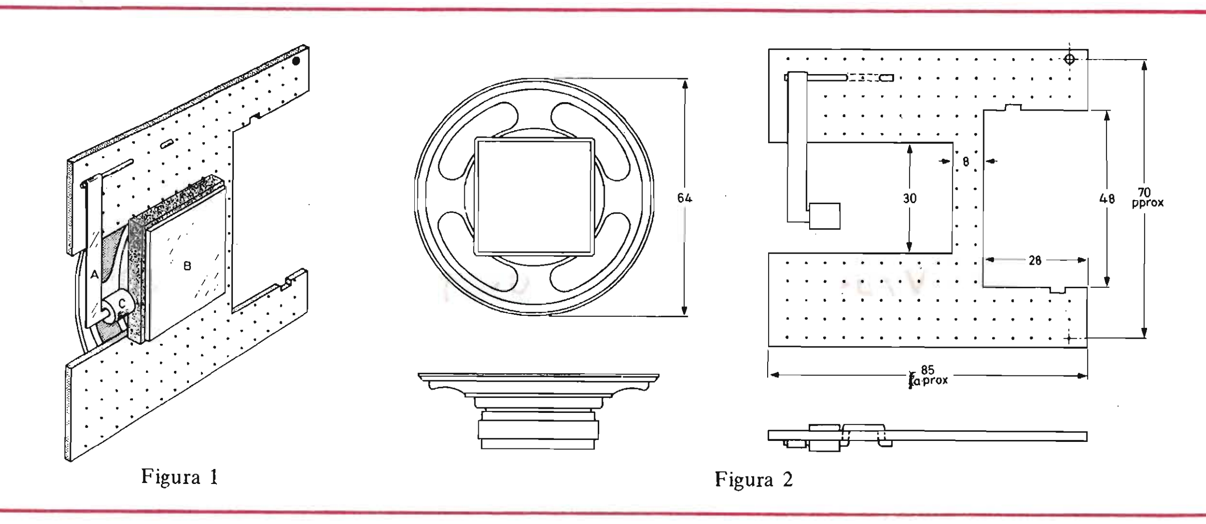


Figura 1

Figura 2

cuitos impresos. Córtense dos rectángulos de dicha placa. El mayor de los dos rectángulos es más bien crítico en sus dimensiones, si se decide montar el dispositivo exactamente igual al prototipo presentado en las fotografías; la dimensión horizontal ha de ser, aproximadamente, una vez y media la anchura del bloque del imán del altavoz elegido; la dimensión vertical debe ser tal que la placa encaje detrás del imán del altavoz. De esta forma, la placa queda sujeta por un lado y bastarán uno o dos tornillos en el otro. El otro rectángulo ha de tener un tamaño suficiente para que encajen en el hueco dos pilas de 1,5 V, tipo lápiz, una con el positivo hacia arriba, y la otra con este terminal hacia abajo.

La figura 3 da los detalles de la bobina que es el corazón de esta unidad. Bastarán 500 espiras de hilo de 0,1 mm, devanadas sobre cualquier forma que tenga aproximadamente las dimensiones indicadas. Una tira de cobre o latón, delgada y elástica, sirve para sujetar esta bobina a la placa, de forma que la bobina pueda oscilar cerca del imán del altavoz.

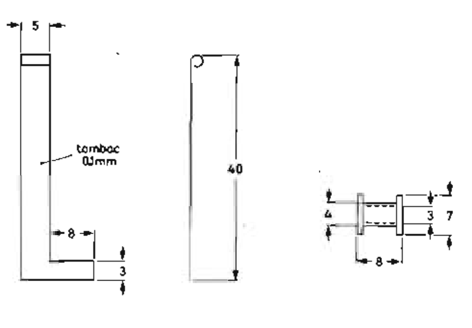


Figura 3

Puede ser necesario efectuar algunas pruebas para encontrar la mejor situación del interruptor de láminas que hemos acordado utilizar para anular el funcionamiento del circuito en ciertos momentos. Puesto que los contactos de láminas del tipo RI20 se accionan magnéticamente, podemos utilizar un pequeño imán permanente (de forma rectangular o de disco) para dicho propósito, con tal de que nos aseguremos de que este imán será capaz de cumplir su cometido a pesar de la proximidad del imán del altavoz. El imán también se ha de mantener fácilmente en la posición de bloqueo adecuada, preferiblemente por su propia fuerza magnética. En nuestro prototipo, el RI20 está colocado en el hueco que queda entre las dos pilas, cerca del panel frontal del dispositivo. La fotografía muestra cómo el imán exterior, que acciona el interruptor de láminas, se mantiene en la posición silenciadora, por su fuerza magnética, que se ejerce sobre las pilas. Lo único que se ha de hacer para que el dispositivo funcione es retirar este imán. La otra fotografía muestra el dispositivo sin la cubierta posterior; nótese que dicha cubierta ha de ser de material no magnético y de grosor inferior a 0,5 mm, pues de otro modo no será posible fijar el dispositivo sobre una superficie metálica por medio del imán del altavoz.

El resto de la caja puede hacerse de cualquier material, a condición de que sea ligero. Las dimensiones de la caja del prototipo son 7,5 x 9 x 2,5 centímetros.

BREVE DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO (Fig. 4)

En el esquema aparecen, en primer lugar, los transistores amplificadores *TR1* y *TR2* que elevan la tensión inducida en la bobina *L* de unos pocos milivoltios a 2,5 V pico a pico. Esto es suficiente para hacer que *TR3*

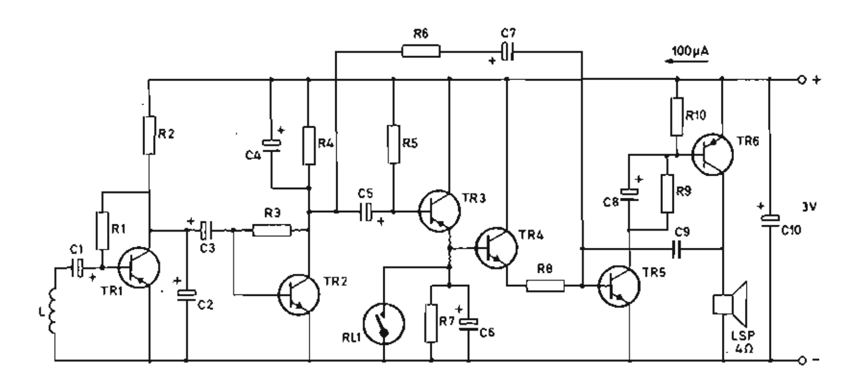


Figura 4

conduzca; la corriente de colector que circula entonces carga a *C6* hasta que *TR4* pasa a conducir. Entonces, a través de *R8*, se pone en marcha el generador de tono *TR5-TR6*, y el altavoz empieza a sonar. Mientras *RL1* esté abierto, esta señal de alarma acústica no cesará hasta que la bobina deje de oscilar, con un retardo que viene dado por la rigidez de la lengüeta sobre la que la bobina está fijada, la masa de la bobina, la máxima amplitud de las oscilaciones y la constante de tiempo de la combinación *C6-R7* (de 1 a 2 minutos). El otro circuito RC, *R6-C7*, ha sido añadido para inyectar una parte de la señal, que aparece en bornes de *R4*, directamente a la base de *TR5* y dar de esta manera una especie de vibrato a la señal acústica, que sigue el ritmo de los movimientos de la bobina. Finalmente, *C2* y *C4* eliminan las componentes de alta frecuencia.

Deben elegirse transistores que absorban un mínimo de corriente de las pilas; recuérdese que el dispositivo tiene que estar siempre conectado. Para *TR1* y *TR2*, el tipo BCY57, de silicio, será el más adecuado; para *TR6*, el tipo ASY76, de germanio. Con estas condiciones, el prototipo del dispositivo pudo funcionar 10.000 horas, aproximadamente, con un par de pilas tipo lápiz. Por supuesto, al producirse una alarma, la corriente sube a un nivel mucho más alto (unos 100 miliamperios); pero, generalmente, alguien estará cerca para desconectar el dispositivo al cabo de pocos minutos.

LISTA DE COMPONENTES

R1	=	4,7 MΩ,	0,2 W
R2	=	47 kΩ,	0,2 W
R3	=	3,3 MΩ,	0,2 W
R4	=	33 kΩ,	0,2 W
R5	=	68 kΩ,	0,2 W
R6	=	33 kΩ,	0,2 W
R7	=	0,47 MΩ,	0,2 W
R8	=	3,9 kΩ,	0,2 W
R9	=	390 Ω,	0,2 W
R10	=	1 kΩ,	0,2 W

C1	=	8 μF,	4 V
C2	=	0,64 μF,	64 V
C3	=	8 μF,	4 V
C4	=	0,64 μF,	64 V
C5	=	8 μF,	4 V
C6	=	125 μF,	4 V
C7	=	8 μF,	4 V
C8	=	32 μF,	4 V
C9	=	0,47 μF,	250 V
C10	=	125 μF,	4 V

TR1	=	BCY56 a BCY59
TR2	=	BCY56 a BCY59
TR3	=	BC157 a BC159
TR4	=	BC147 a BC149
TR5	=	BC147 a BC149
TR6	=	ASY76, ASY77 (AC128)

L1 = bobina de 500 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm
núcleo de 4 mm de diámetro

RL1 = conmutador de láminas RI12 ó RI20

LSP = $2^1/_2$ en el altavoz 4

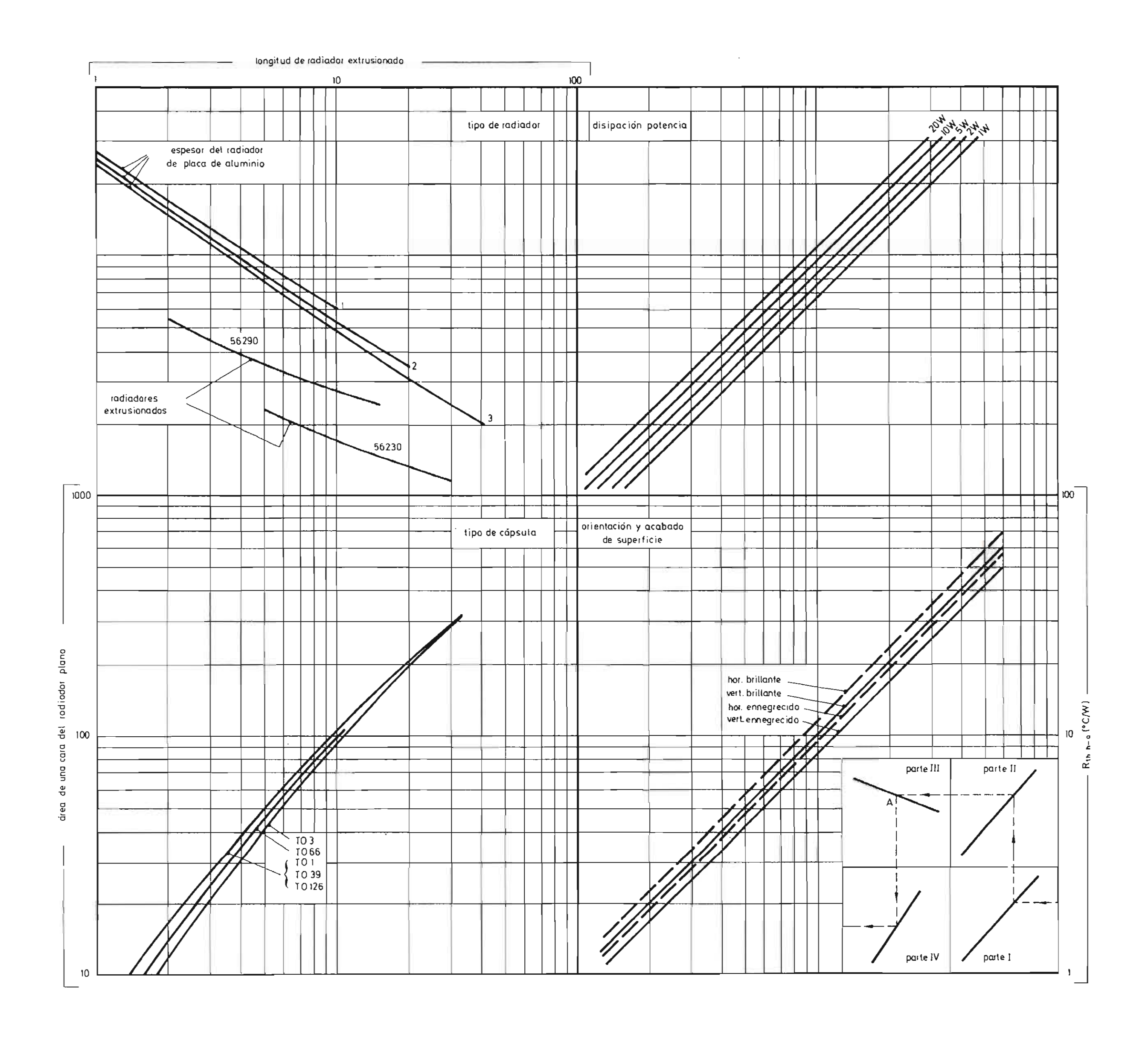
RESUMEN DE DATOS DE RI12

Contacto	normalmente abierto	
Potencia de conmutación	5	W
Tensión de conmutación	50	V
Corriente de conmutación	100	mA
Resistencia de contacto (no inicial)	60	mΩ
Valor de fallos	$<5 \times 10^{-8}$	

RESUMEN DE DATOS DE RI20

Contacto	normalmente abierto	
Potencia de conmutación	máx. 1,0	W
Tensión de conmutación	50	V
Corriente de conmutación	20	mA
Resistencia de contacto (no inicial)	100	mΩ
Valor de fallos	$<10^{-9}$	

DISEÑO DE RADIADORES PARA TRANSISTORES DE AUDIO



Este nomograma se aplica a los casos de disipación de calor por convección libre. No se puede emplear en los casos de refrigeración por aire forzado.

A continuación exponemos cómo utilizar el nomograma para hallar el tipo y tamaño del radiador necesario en el diseño de radiadores para transistores de audio.

Se deben realizar las siguientes operaciones:

1. Calcular la disipación para el peor de los casos. Para transistores de salida en un montaje de clase B y alta fidelidad, la disipación viene dada por

$$P_{tot} = \frac{1{,}21\ V^2}{\pi^2\ (0{,}8\ R_L + R_E)}$$

donde V es la tensión c.c. total a través del transistor y resistor de emisor, R_L es la resistencia de carga exterior y R_E es el valor del resistor de emisor.

2. Calcular el valor de $R_{th\ j\text{-}a}$. Viene dado por:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}}$$

donde T_j es la máxima temperatura de la unión (véanse datos del transistor) y T_{amb} es la temperatura ambiente.

3. Calcular el valor de $R_{th\ h\text{-}a}$. Para transistores de baja potencia, si se emplea un clip de montaje y radiador:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}h})$$

Para transistores de salida de gran potencia:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}h})$$

Los valores $R_{th\ j\text{-}c}$, $R_{th\ c\text{-}h}$, $R_{th\ j\text{-}mb}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$ se dan en los manuales de datos de transistores y accesorios.

4. A partir de la escala vertical de la parte I, seguir horizontalmente desde el valor $R_{th\ h\text{-}a}$ calculado hasta encontrar la curva que corresponde a la orientación y acabado de la superficie del radiador.

5. Desde el punto de intersección, seguir verticalmente hasta encontrar la curva que corresponde a la disipación de potencia adecuada (P_{tot}), en la parte II.

6. Desde este último punto de intersección, seguir horizontalmente hasta la curva que corresponde al espesor deseado de la placa de aluminio o al tipo de radiador extrusionado, en la parte III.

7. Si se desea radiador extrusionado, desde la intersección seguir verticalmente hacia arriba hasta la escala que da la longitud del radiador extrusionado.

8. Si se desea placa de aluminio, desde la intersección seguir verticalmente hacia abajo hasta cortar la curva que corresponde al tipo de cápsula, en la parte IV.

9. Finalmente, desde este último punto de intersección, seguir horizontalmente hasta la escala que da el área del radiador.

10. La relación entre las dimensiones del radiador no debe ser mayor que 1,25:1.

APLICACIONES ELECTRONICAS

Serie C

Número 4	110^{o} Colour television: picture tube and deflection principle	25 Ptas.
Número 7	Magnetic shielding and automatic degaussing of shadowmask tubes	25 Ptas.
Número 8	Matrix circuits using delay line DL20	25 Ptas.
Número 9	Protection against flashover in colour television receivers Luminance amplifier with a simple termination of the delay line	25 Ptas.
Número 10	Experimental monochrome television receiver with switched-mode power supply	25 Ptas.
Número 11	Horizontal deflection stage using high-voltage transistor BU105	25 Ptas.
Número 12	Circuit for a cassette tape recorder using TAA310 integrated circuit Automatische Aussteuerungsregelung für NF-Vorverstärker mit TAA310 Preamplifier with TAA310 Microphone or intercom preamplifier with TAA310 integrated circuit Cassette tape amplifier using TAA310 integrated circuit	25 Ptas.
Número 13	PAL matrix circuits using delay line DL40 A mains isolated switched mode power supply for transistor colour television	25 Ptas.
Número 14	Circuitos decodificadores de FM estéreo *(en portugués)*	25 Ptas.
Número 15	An economical 6 V a.m.-f.m. portable with the BF195/BF197 in the high frequency section . .	25 Ptas.

APPLICATION BOOKS

Rectifier diodes *(260 págs.)*	200 Ptas.
Designing microwave catering equipment *(74 págs.)*.	100 Ptas.
Fast response photomultipliers *(110 págs.)*	150 Ptas.
Ignitrons *(174 págs.)*	150 Ptas.
Photomultipliers *(148 págs.)*	150 Ptas.
Audio amplifier systems *(200 págs.)*	150 Ptas.
Tubes for RF heating *(180 págs.)*.	200 Ptas.
50-Series direct display counters *(206 págs.)*	150 Ptas.
Measurement and control using 40-series modules *(200 págs.)*	150 Ptas.
FC family of DTL integrated circuits *(171 págs.)*	150 Ptas.
FJ range of TTL integrated circuits *(114 págs.)*	150 Ptas.
MOS integrated circuits *(149 págs.)*	150 Ptas.

MOS FAMILIA FD

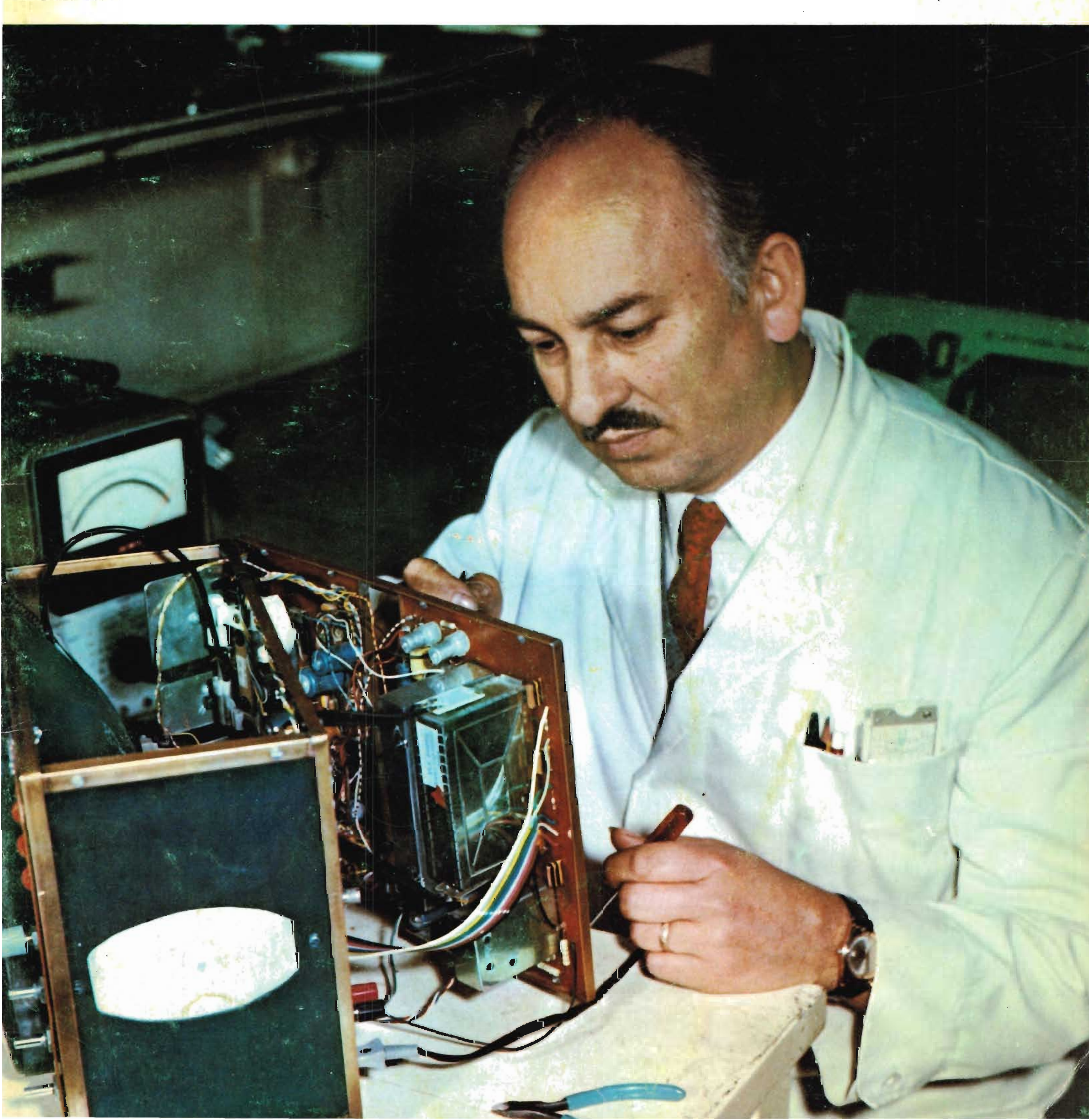
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES

	FUNCION	NUMERO DE TIPO		CAPSULA
	REGISTROS DE DESPLAZAMIENTO	una fase	dos fases	
Dinámicos	200 bits	FDN206		DIL-14
		FDN206A		TO-99
	256 bits	FDN156	FDN146	DIL-14
		FDN156A	FDN146A	TO-100
	512 bits		FDN216A	TO-100
	512 bits (memoria de circulación)		FDN166A	TO-100
	1 a 64 bits (longitud variable)	FDN136	FDN126	DIL-14
	doble de 256 bits		FDN196A	TO-100
	cuádruple de 16 bits		FDN186	DIL-14
	cuádruple de 32 bits	FDN116	FDN106	DIL-14
Estáticos	doble de 32 bits	FDN506		DIL-14
		FDN516A		TO-100
	doble de 100 bits	FDN526A	FDN526B	TO-100
	MEMORIA DE ACCESO ALEATORIO			
	128 bits (64 palabras de 2 bits cada una)	FDQ106		DIL-16
	MEMORIAS PASIVAS	programa fijo	programa a elegir (1)	
	2304 bits (256 palabras de 9 bits cada una)	FDR106Z1	FDR106Z...	DIL-24
	2560 bits (512 palabras de 5 bits cada una)	FDR116Z1 FDR116Z2	FDR116Z...	DIL-24
	2560 bits (256 palabras de 10 bits cada una)	FDR126Z1	FDR126Z...	DIL-24
	4096 bits (512 palabras de 8 bits cada una)	FDR131Z1 FDR131Z2	FDR131Z...	DIL-24
	5120 bits (512 palabras de 10 bits cada una)	FDR146Z1	FDR146Z...	DIL-24
	VARIOS			
	Unidad aritmética y lógica	FDH106		DIL-40
	Unidad de control	FDH116		DIL-40
	Unidad de acarreo	FDH126		DIL-40
	Conjunto de puertas Y-O	FDH136		DIL-40
	Séxtuple generador de funciones de dos variables	FDH146		DIL-24
	Circuito combinacional múltiple	FDH156		DIL-24
	Unidad de registro	FDJ106		DIL-40

(1) A especificar por el cliente

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 11-Núm. 5 MAYO 1972 25 Ptas.



DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Integrated Circuits
General
Digital integrated circuits
DTL (FC family)
TTL (FJ family)
MOS (FD family)
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

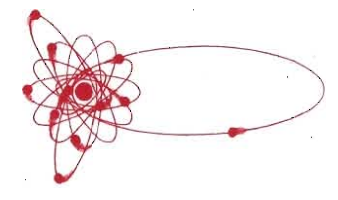
Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

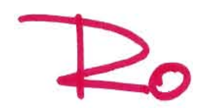
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



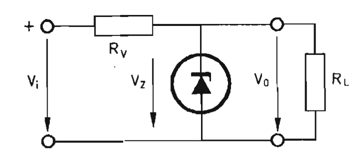


ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 5 **MAYO 1972**

APLICACIONES DE LOS DIODOS ZENER

Estabilización de tensiones

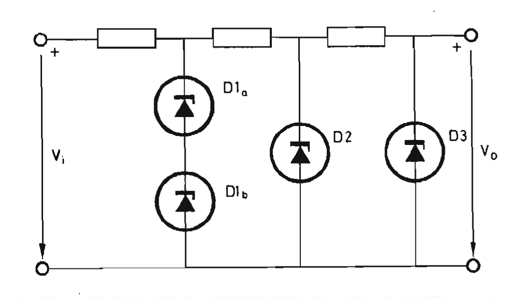


$$R_V \leq \frac{V_{i\ mín} - V_{Z\ máx}}{I_{Z\ mín} + I_{L\ máx}}$$

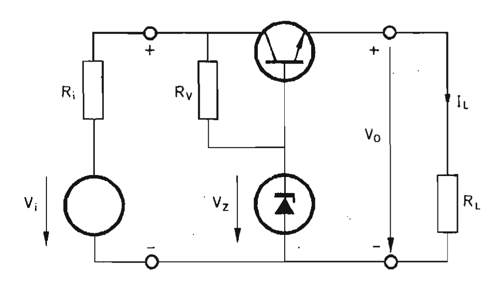
$$R_V \geq \frac{V_{i\ máx} - V_{Z\ mín}}{(P_{AV\ máx} / V_{Z\ mín}) + I_{L\ mín}}$$

$$R_V \geq \frac{V_{i\ máx} - V_{Z\ máx}}{(P_{AV\ máx} / V_{Z\ máx}) + I_{L\ mín}}$$

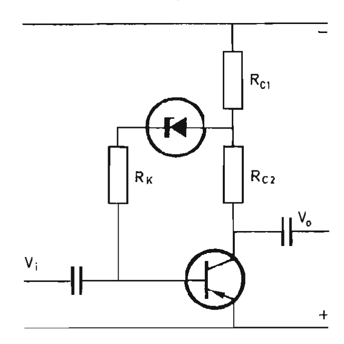
Estabilización de tensión en cascada



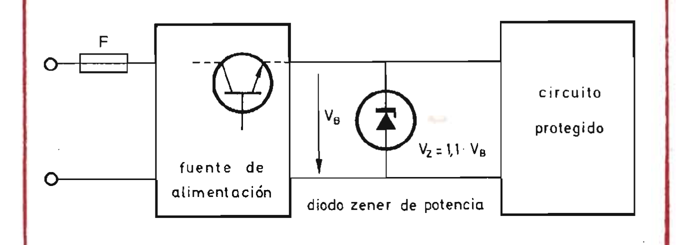
Estabilización de tensiones con transistor en serie



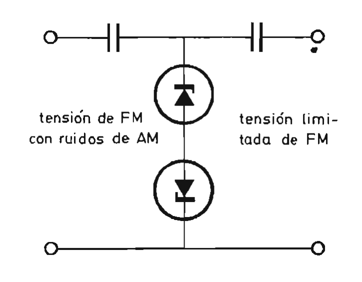
Producción de tensiones de polarización



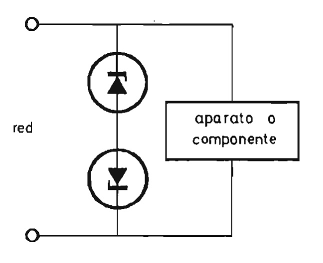
Limitación de sobretensiones



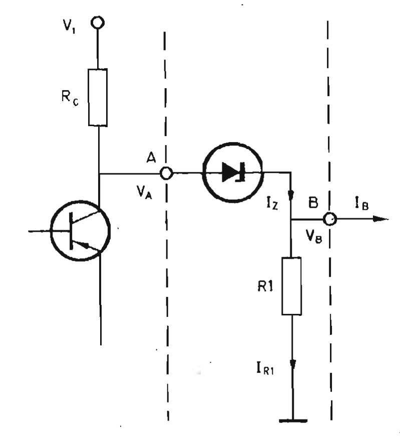
Limitación de ruido de AM en tensión de FM



Protección frente a picos de tensión mediante pares de diodos zener



Acoplamiento de etapas amplificadoras



REGULADORES DE TENSION CON EL CIRCUITO INTEGRADO TBA281

→ SUSTITUIDO POR EL μA 723

Manual de Laboratorio de Electrónica II y III

El circuito integrado monolítico TBA281 simplifica notablemente el diseño de circuitos reguladores de tensión. Sus características incluyen compensación de temperatura, buena regulación de línea y de carga, baja corriente de reposo y capacidad de limitación de corriente. Se puede emplear en distintos tipos de sistemas reguladores de precisión. En este artículo se proporciona la información suficiente para el diseño de reguladores con el circuito integrado TBA281. Se hace especial referencia a los métodos de limitación de corriente, y al que ha de elegirse en cada caso. Aunque la máxima corriente de salida del TBA281 es de 150 mA, este valor puede aumentarse notablemente si se emplean transistores NPN y/o PNP. Se describen los distintos métodos para aumentar la corriente de salida.

1. FUNCIONAMIENTO DEL TBA281

1.1. Descripción general

En la figura 1 se representa el circuito del TBA281 y en la figura 2, el circuito equivalente (representado en un montaje básico de regulador de tensión). El TBA281 propiamente consta de cuatro partes:

1. fuente de referencia compensada en temperatura,
2. amplificador de error (con etapa de entrada diferencial),
3. etapa con transistor de paso en serie, y
4. etapa con transistor de limitación de corriente.

Las posibilidades del regulador se ponen de manifiesto por el hecho de que ambas entradas del amplificador de error son asequibles exteriormente por medio de los terminales 2 y 3.

El funcionamiento es el siguiente. La tensión de referencia V_{ref} (fig. 2) se aplica a la entrada "+" y la tensión de salida V_O a la entrada "–" del amplificador de error. La salida del amplificador de error excita el transistor de paso en serie, de modo que $V_O = V_{ref}$. Si el valor deseado de la tensión de salida es diferente del de la tensión de referencia, una parte de V_O se compara con V_{ref} (o viceversa) y de este modo se efectúa la regulación.

El nivel de la corriente de salida (I_O) es captado por medio del resistor exterior de limitación de corriente R_{SC}. Si $I_O \times R_{SC} = V_S$, entonces el transistor de limitación de la corriente extrae una parte de la corriente de excitación del transistor de paso en serie. De ese modo (en condiciones de sobrecarga o cortocircuito) la corriente de salida del TBA281 queda limitada a un valor constante: $I_O = V_S/R_{SC}$.

La compensación de frecuencia se logra mediante un condensador exterior conectado entre los terminales 2 y 9.

1.2. Corriente de salida en función de la temperatura y de la disipación

La máxima temperatura de unión (T_j máx) en el TBA281 es de 150 °C, de modo que la máxima corriente de salida de 150 mA se puede obtener bajo ciertas condiciones. Si la máxima temperatura de la unión se sobre-

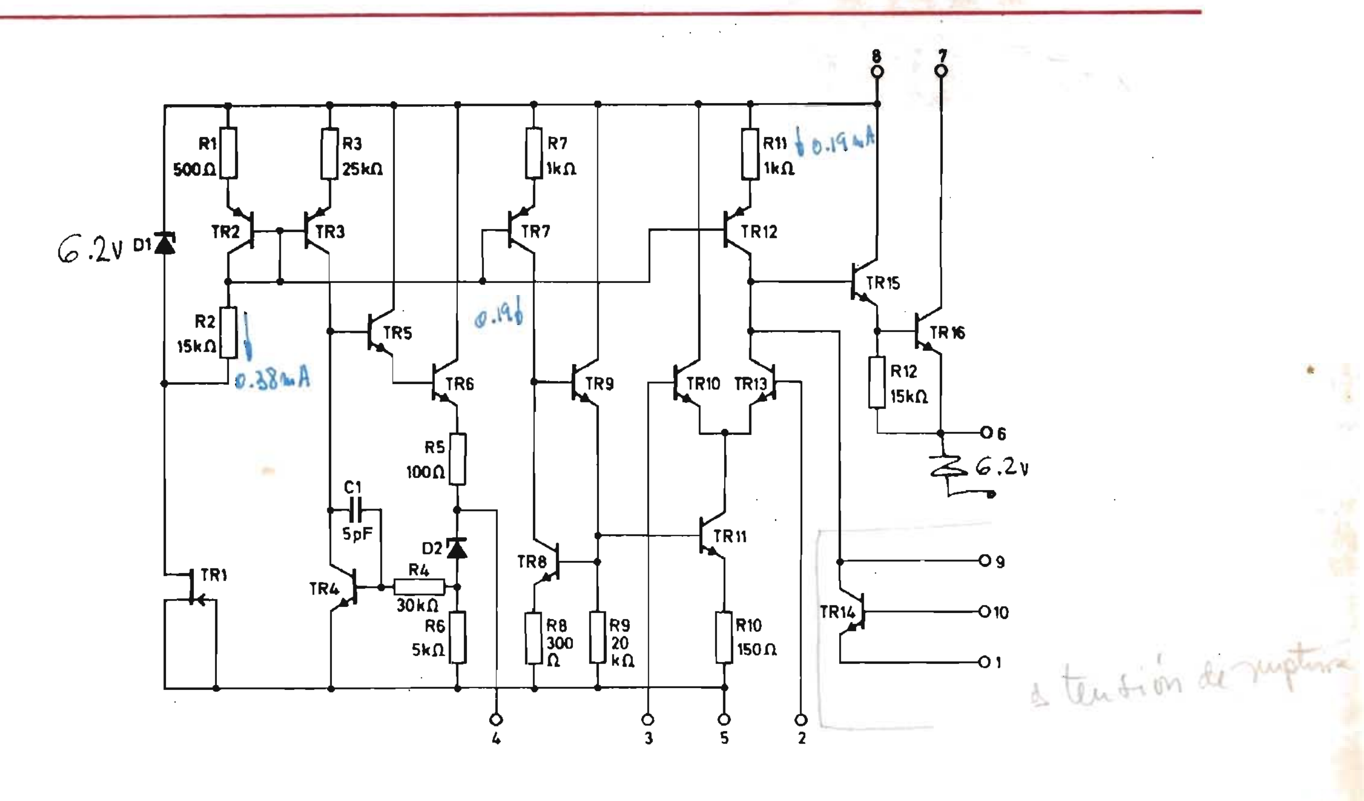


Fig. 1. Esquema del circuito del TBA281

1	detector de corriente	6	V_O
2	entrada inversora	7	V_C
3	entrada no inversora	8	V_P
4	V_{ref}	9	compensación de frecuencia
5	V_N	10	limitación de corriente

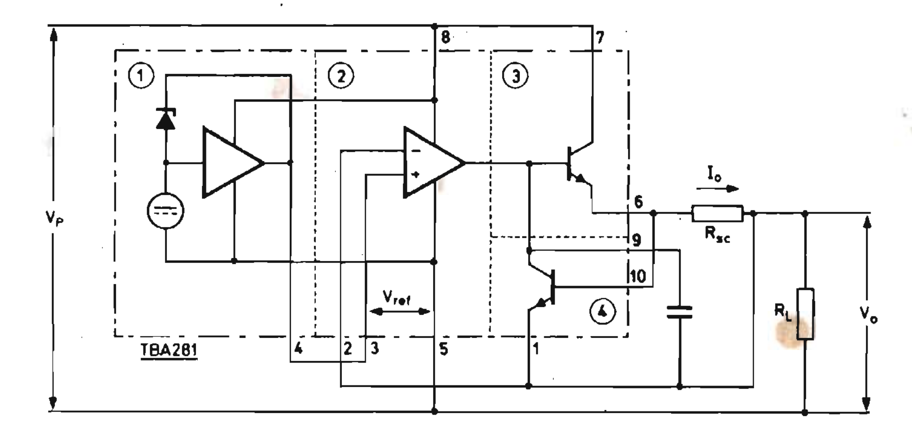


Fig. 2. Circuito equivalente del TBA281 en un montaje básico de regulación de tensión que emplea limitación constante de corriente

1) fuente de referencia compensada en temperatura
2) amplificador de error
3) etapa de transistor de paso en serie
4) etapa de limitación de corriente

723 : DIL 14

pasa, se daña el circuito integrado. La cápsula TO-5 proporciona una resistencia térmica entre unión y ambiente (R_{th} j-a) de 150 °C/W. Por lo tanto, I_O máx es una función de la temperatura y de la disipación que viene dada por

$$I_O \text{ máx} = \left(\frac{T_j \text{ máx} - T_{amb}}{R_{th} \text{ j-a}} - I_P \times V_P\right) \times \frac{1}{V_P - V_O} \quad (1)$$

disipación

en donde: $T_{amb} \leqslant \pm 70$ °C
T_j máx = 150 °C
R_{th} j-a = 150 °C/W
I_P se obtiene a partir de la figura P1 (en el apéndice), puesto que V_P y T_a son valores conocidos
V_O es un parámetro de diseño (entre +2 V y +37 V).

[I_O máx se da en la figura P2 del apéndice para temperaturas ambiente de 25 °C y 70 °C, con una potencia de mantenimiento ($I_P \times V_P$) de 60 mW.]

$$I_O \text{ corto} = \left(\frac{T_j \text{ máx} - T_{amb}}{R_{th} \text{ j-a}} - I_P \times V_P\right) \times \frac{1}{V_P}. \quad (2)$$

La disipación viene dada por:

$$P = I_P \times V_p + I_O (V_P - V_O) \quad (3)$$

y

$$T_j = T_{amb} + \Delta T \quad (4)$$

con

$$\Delta T = R_{th} \text{ j-a} \times P \quad (5)$$

La disipación es inversamente proporcional a la temperatura ambiente y para evitar que el circuito integrado se dañe es necesario emplear limitación de corriente. Este aspecto se examina en el siguiente apartado.

1.3. Limitación de corriente

1.3.1. Métodos

En el circuito integrado se efectúa una limitación de la corriente de salida por medio de *TR14* (terminales 1 y 10). Empleando este transistor, son posibles tres métodos de limitación de corriente:

a) limitación constante de corriente (I_O corto = I_O máx),
b) limitación recurrente de corriente (I_O corto < I_O máx),
c) limitación corte de corriente.

La ventaja de la limitación constante de corriente consiste en que sólo necesita un resistor exterior, y la desventaja, en que se ha de sacrificar una parte de la corriente de salida para obtener protección contra cortocircuitos. Este inconveniente se supera con la limitación recurrente de corriente, la cual proporciona una corriente de salida más elevada que la limitación constante de corriente; su único inconveniente consiste en que requiere tres resistores exteriores. La limitación de corte de corriente consiste en que se obtiene una limitación constante de corriente con un circuito adicional que corta el regulador unos milisegundos después de haberse aplicado una sobrecarga o un cortocircuito. La limitación de corte necesita varios componentes exteriores, incluido un transistor. En el apartado 1.3*d* se describe un circuito que permite cortar el regulador a distancia. Este circuito puede ser empleado con cualquier método de limitación de la corriente. En el apartado 1.3.2 se examinan los principios que rigen la elección de uno de los dos prinpales métodos de limitación de la corriente (constante y recurrente) para el diseño de un regulador.

Observación:

En los circuitos y fórmulas que se presentan a continuación, *R21* es el resistor detector de corriente, y *R22* y *R23* son los resistores del divisor de tensión en la limitación recurrente de corriente (*R22* ≪ *R23*).

a) Limitación constante de la corriente

El principio de este método se representa en la figura 3, y en la figura 4, la característica de corriente. El funcionamiento es el siguiente. El transistor *TR16* es el de

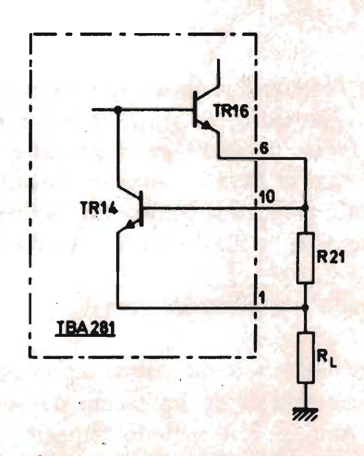


Fig. 3. Circuito básico de la limitación constante de corriente

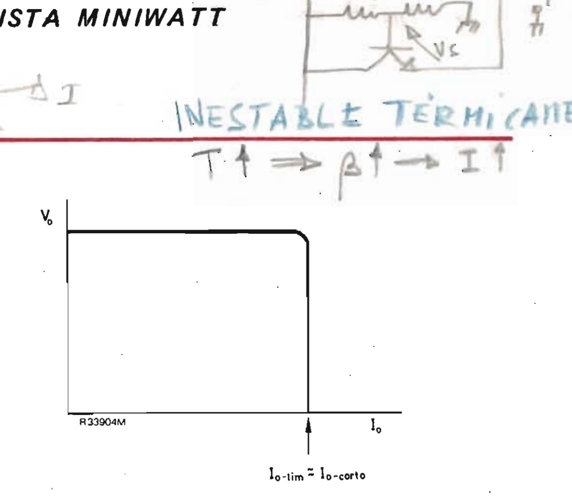


Fig. 4. Característica de la limitación constante de corriente

paso y el *TR14* es el de limitación de corriente. Si R_L disminuye hasta cero ohmios (debido a una sobrecarga o a un cortocircuito), el regulador mantiene una salida de corriente constante. El transistor *TR14* conduce si la corriente que pasa a través de *R21* origina una tensión igual a la de captación. [Tensión de captación (V_s) es igual a la tensión necesaria para originar la limitación de la corriente.] Una parte de la corriente de excitación de base de *TR16* pasa entonces a través de *TR14* directamente a R_L. De este modo la salida de corriente de *TR16* queda limitada a $V_s/R21$.

La tensión de salida V_O ($V_O = I_{O\ \mathrm{lim}} \times R_L$) disminuye, por lo cual la diferencia entre V_P y V_O aumenta. Esto provoca un incremento de la disipación del circuito integrado y, para que esté protegido contra cortocircuitos, el valor máximo de la corriente de salida ha de ser tal que no sobrepase la $T_{j\ \text{máx}}$, si $V_O = 0$ voltios. Esta corriente es el valor $I_{O\ \text{corto}}$ y se obtiene de la ecuación (2). Por consiguiente, el valor de *R21* viene dado por:

$$R21 = \frac{V_s}{I_{O\ \text{short}}}, \qquad (6)$$

V_s es una función inversa de T_j (véase figura P3 en el apéndice). Por tanto, $I_{O\ \text{corto}}$ es una función inversa de T_{amb} (véase figura P4 en el apéndice).

De ahí que se haya de tener en cuenta que en cualquier circuito práctico la temperatura ambiente no puede exceder de +70 °C (refrigeración natural).

b) Limitación recurrente de corriente

El principio de este método se representa en la figura 5 y la característica de limitación de corriente en la figura 6. Aunque este método requiere tres resistores exteriores, tiene la ventaja de que durante una sobrecarga o un cortocircuito la corriente de salida disminuye cuando la diferencia entre V_P y V_O aumenta. Dado que la disipación del circuito integrado se puede mantener constante (o incluso disminuir al disminuir R_L), T_j nunca sobrepasa $T_{j\ \text{máx}}$. La limitación de corriente tiene lugar cuando la tensión entre los terminales 1 y 10 es igual a la tensión de captación (V_s). Ésta viene dada por:

$$V_s = V_{10} - V_1$$

$$= \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} \times (V_O + I_O \times R_{21}) - V_O$$

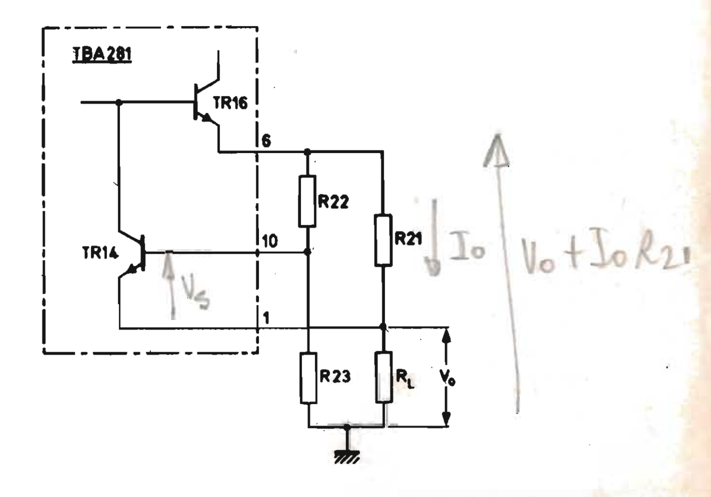


Fig. 5. Circuito básico de la limitación recurrente de corriente

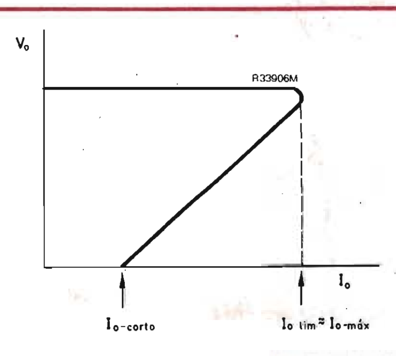


Fig. 6. Característica de la limitación recurrente de corriente

en donde *V10* es la tensión en la base de *TR14* (terminal 10 en el circuito integrado) y *V1* es la tensión en el emisor de *TR14* (terminal 1 en el circuito integrado).

Los valores de *R21*, *R22* y *R23* vienen dados por:

$$\frac{R_{22}}{R_{23}} = \frac{V_s}{V_P - (V_O + V_s)} \qquad (7)$$

en donde V_S se deduce de la figura P3 del apéndice. El valor de $R22 + R23 = 3$ kΩ a 30 kΩ. El valor de $R21$, con I_O corto obtenido a partir de la ecuación (2), viene dado por:

$$R21 = \frac{R22 + R23}{I_O \text{ corto} \times R23} \times V_S. \qquad (8)$$

Observación:

El resistor $R21$ debe elegirse de modo que el valor nominal −10 % sea siempre mayor que el valor calculado, dado que, durante la sobrecarga, la tolerancia de este resistor tiene una gran influencia sobre la corriente de salida (cf. 1.3.2*d*). Los valores de I_O lim y de I_O corto vienen dados por:

$$I_O \text{ lim} = \frac{R22 + R23}{R23 \times R21} \times V_S + \frac{R22}{R23 \times R21} \times V_O \qquad (9)$$

$$I_O \text{ corto} = \frac{R22 + R23}{R21 \times R23} \times V_S. \qquad (10)$$

c) Limitación de corte de corriente

El principio de este método se representa en la figura 7 y su característica de limitación de corriente en la figura 8. Este tipo de limitación consiste en una limitación constante de corriente a la que se añade un circuito adicional que corta o bloquea el regulador unos milisegundos, después de aplicar una sobrecarga o un cortocircuito. Funciona del siguiente modo.

Los componentes *TR21*, *R24*, *R25* y *C21* constituyen el circuito adicional. Si V_O disminuye debido a una sobrecarga, *TR21* absorberá parte de la corriente de base de *TR16*, el transistor de paso en serie del circuito

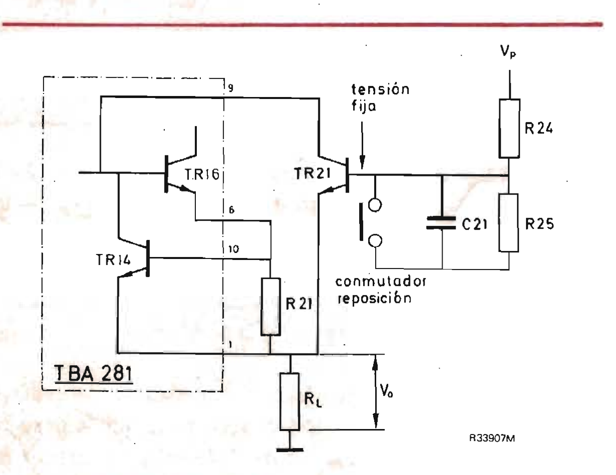


Fig. 7. Circuito básico de la limitación de corte de corriente

integrado. Esto hace que la tensión de salida disminuya aún más y que *TR21* se sature y absorba toda la corriente de base de *TR16*. Así, pues, el regulador se bloquea.

La tensión de ajuste de la base de *TR21* puede ser muy próxima a V_O y esto sólo permite un aumento ligero de la disipación antes de que el regulador se bloquee. El condensador *C21* retrasa el aumento de la tensión en la base de *TR21* compensando el efecto de la carga capacitiva en los terminales de salida. Ello asegura que, al conectar el circuito, V_O sea mayor que la tensión de ajuste. Después de una sobrecarga, el regulador se reactiva cortocircuitando momentáneamente *C21*.

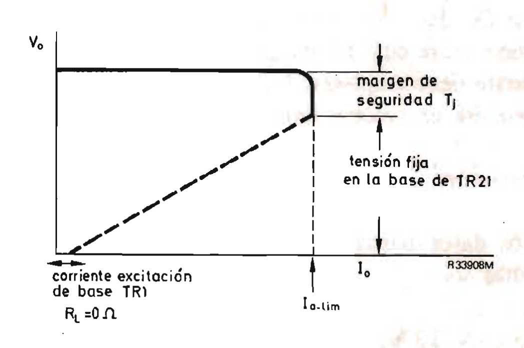


Fig. 8. Característica de la limitación de corte de corriente

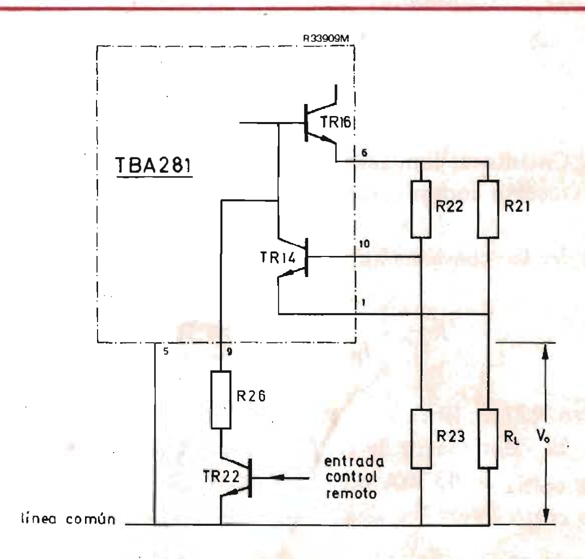


Fig. 9. Circuito típico para la conmutación de la salida de corriente de un regulador desde una posición remota. *TR22* se satura si se aplica una entrada positiva a su base y toda la excitación de base de *TR16* es derivada a la línea común.

d) Control remoto de corriente

Existen varias aplicaciones en las que se necesita conectar o desconectar a distancia la corriente de salida del regulador. La figura 9 presenta un circuito típico. El

transistor *TR22* se satura si se aplica una tensión positiva a su base, y como resultado toda la corriente de excitación de base de *TR16* es absorbida por el terminal 9, *R26* (valor nominal, 1,5 kΩ) y *TR22*.

1.3.2. Elección del método

En cualquier sistema de regulación, los parámetros de diseño de V_P, V_O y la temperatura ambiente máxima T_a (+70 °C para el TBA281) determinan las propiedades básicas del montaje regulador. Estas son I_C máx e I_O corto. A partir de estos datos se puede realizar un diagrama (véase fig. 10) con ayuda del cual se puede tomar una decisión sobre cuál de los dos métodos de limitación de corriente debe emplearse (constante o recurrente) según se necesite protección contra cortocircuito o no.

Observación:

Los datos básicos para los ejemplos *a), b)* y *c)* siguientes son:

V_P = 12 V, V_O = 6 V, T_a = +70 °C
V_s = 0,45 V (obtenido a partir de la fig. P3 del apéndice)
I_O máx = 86 mA (ec. 1)
I_O corto = 43 mA (ec. 2).

a) Circuito de limitación constante de corriente con protección contra cortocircuito

De la ecuación (6):

$$R21 = \frac{V_s}{I_O \text{ corto}} = 10{,}5\ \Omega$$

Con *R21* = 12 Ω ± 10 M.

El valor menor de *R21* (10,8 Ω) asegura que el de I_O corto de 43 mA no se sobrepase, es decir I_O lim ≈ I_O corto (véase fig. 25).

b) Circuito de limitación constante de corriente sin protección contra cortocircuito

Si la corriente de salida necesaria es mayor que el valor de I_O corto, el regulador sólo recibe una protección parcial contra sobrecarga. Supongamos que la corriente de salida necesaria sea de 55 mA. Entonces $R21 = V_s/0{,}055$ A = 8,2 Ω. Con este valor exacto de *R21*, el regulador puede soportar sobrecargas de hasta V_O =

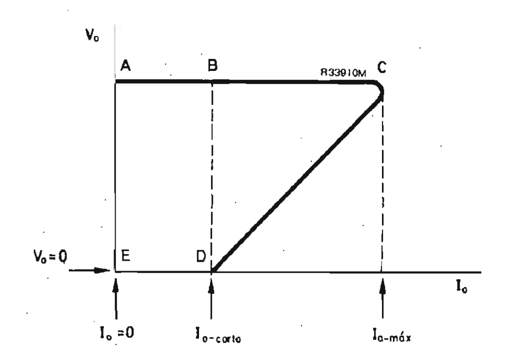


Fig. 10. Diagrama que muestra las zonas de trabajo para circuitos de limitación de corriente que requieren protección contra cortocircuito. El área ABDE corresponde al caso de limitación constante de corriente, y el área ABCDE, a la limitación recurrente de corriente.

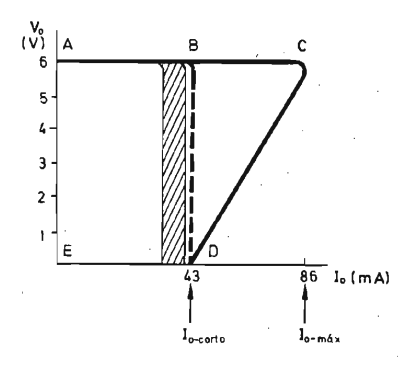


Fig. 11. ABDE representa el área de trabajo para un circuito de limitación constante de corriente con protección contra cortocircuito de acuerdo con los datos básicos indicados. Con *R21* = 12 Ω ± 10 %, el margen de I_O corto se indica por la zona sombreada. La línea BD señala el valor de I_O corto calculado para $T_j = T_j$ máx.

1,67 V (T_j = T_j máx), es decir, la mínima tensión de salida regulada de seguridad en carga $-V_O$ seg. Es decir:

$$V_O \text{ seg} \geqslant \left(\frac{V_O}{I_O \text{ máx} - I_O \text{ corto}}\right) \times \left(\frac{V_s}{R21} - I_O \text{ corto}\right)$$

Si la sobrecarga origina una tensión de sobrecarga menor que 1,67 V, entonces el regulador queda destruido. Por eso es muy importante determinar el efecto de la tolerancia de *R21* en la característica de corriente/tensión, lo cual se representa en la figura 12.

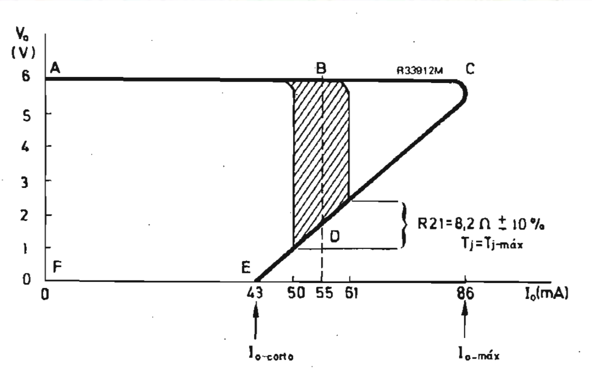


Fig. 12. Característica tensión/corriente de un circuito de limitación constante de corriente, sin protección contra cortocircuito; El circuito trabaja en el área ABDEF y, para cargas mayores que 43 mA (I_O corto), la protección de sobrecarga para el circuito integrado disminuye a medida que aumenta la corriente de carga. La parte sombreada señala la excursión de la característica tensión/corriente debida a la tolerancia de *R21*, la línea BD corresponde al caso nominal.

c) Circuito de limitación recurrente de corriente con protección contra cortocircuito

A partir de la ecuación (7):

$$\frac{R_{22}}{R_{23}} = \frac{1}{12{,}3}$$

Tomar *R22* = 1 kΩ ± 10% y *R23* = 12 kΩ ± 10 %.
De la ecuación (8), *R21* = 11,1 Ω.
Tomar *R21* = 15 Ω ± 10%.
De la ecuación (9), I_O lim = 66 mA.
De la ecuación (10), I_O corto = 33 mA.

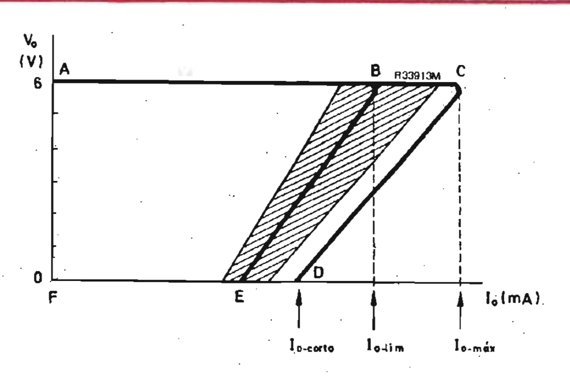


Fig. 13. ABEF representa el área de trabajo para un circuito de limitación recurrente de corriente con protección contra cortocircuito, para los siguientes datos: *R21* = 15 Ω ± 10 %, *R22* = 1 kΩ ± 10 % y *R23* = 15 Ω ± 10 %. La parte sombreada indica la excursión de la característica tensión/corriente debida a las tolerancias de estos resistores; la línea BE corresponde al caso nominal.

El valor de I_O lim será afectado por la tolerancia de los resistores. Esto se detalla más adelante y en la figura 13.

En el peor de los casos, es decir, la mayor corriente de salida y la mayor disipación:

Valor nominal de los resistores:

R21 – 10%
R22 + 10%
R23 – 10%

Para los anteriores valores y $V_O = \pm 6$ V, I_O lim = 82 mA.

Para $V_O = 0$ V, I_O lim = 37 mA.

En el mejor de los casos, es decir, la menor corriente de salida y la menor disipación:

Valor nominal de los resistores:

R21 + 10%
R22 – 10%
R23 + 10%

Para los anteriores valores y $V_O = +6$ V, I_O lim = 54 mA.

Para $V_O = 0$ V, I_O lim = 29 mA.

2. AUMENTO DE LA CORRIENTE DE SALIDA

La corriente de salida se puede aumentar mediante el uso de transistores de paso exteriores NPN y/o PNP. Estos transistores de potencia han de tener radiadores adecuados.

2.1. Transistor de paso en serie PNP

En la figura 14, el colector de ***TR16*** está conectado a través de un resistor de colector ***R51*** a la tensión de entrada ***Vp***. El resistor ***R51*** sirve como resistencia de base-emisor para ***TR51***. La corriente que pasa por ***TR16*** viene dada por:

$$I_{TR16} = \frac{I_O}{\beta_{51}} + \frac{V_{BE}}{R_{51}}$$

($\beta 51 = h_{FE}$ de ***TR51***).
Así la disipación en el circuito integrado es:

$$P = I_P \times V_P + \left(\frac{I_O}{\beta_{51}} + \frac{V_{BE}}{R_{51}}\right) \times (V_P - V_O).$$

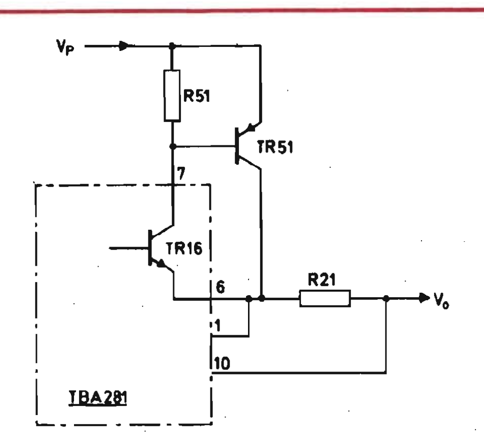


Fig. 14. Montaje para ampliar el margen de corriente con un transistor PNP

Observación:

Las tensiones V_{BE} y V_S son despreciables con respecto a $(V_P - V_O)$.

Entonces la disipación de potencia en *TR51* es:

$$P = \left\{ I_O - \left(\frac{I_O}{\beta 51} + \frac{V_{BE}}{R_{51}} \right) \right\} \times (V_P - V_O).$$

Una de las ventajas del circuito consiste en que la mínima tensión entre V_P y V_O no queda afectada siempre y cuando V_{CE} mín no sobrepase los 3 voltios.

2.2. Transistor de paso en serie NPN

En la figura 15, *TR16* y el transistor de paso en serie *TR51*, constituyen un montaje de c.c. en cascada. Puesto que, en este montaje, el circuito integrado ha de entregar sólo la corriente de base a *TR51*, la disipación en *TR16* es aproximadamente $I_O/\beta 51 \times (V_P - V_O)$. El resistor 51 desacopla la unión de base-emisor de *TR51*, para I_{CBO}. La mínima diferencia de tensión entre las tensiones de entrada y de salida aumenta por la V_{BE} de *TR51*.

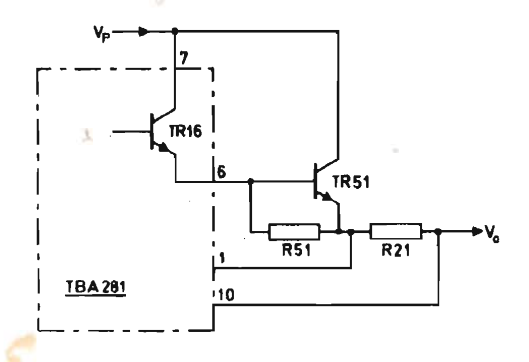


Fig. 15. Montaje de c.c. en cascada para ampliar el margen de corriente con un transistor NPN

2.3. Combinación PNP/NPN de transistores de paso en serie

En la figura 16, la corriente que atraviesa el transistor de paso en serie *TR16* es aproximadamente $I_O/\beta 51 \times \beta 52$ y la corriente en *TR51* vale aproximadamente $I_O/\beta 52$. La diferencia de tensión entre V_P y V_O no queda afectada, a menos que $V_{BE52} + V_{CE51}$ mín $\leqslant$ 3 voltios.

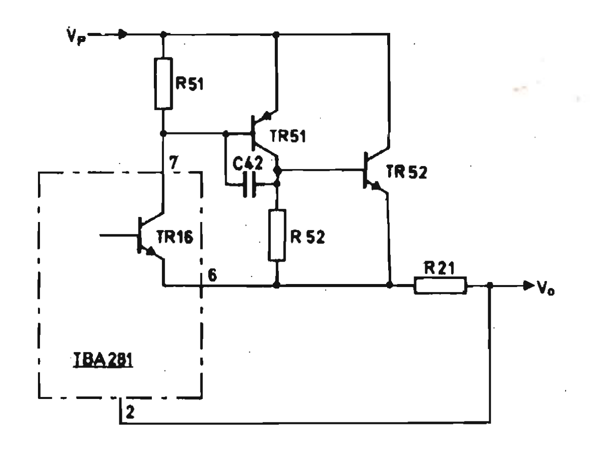


Fig. 16. Montaje para ampliar la corriente de salida con una combinación de transistores PNP y NPN

3. MÁRGENES DE LA TENSIÓN DE SALIDA

Puesto que el amplificador de error tiene entradas exteriores, pueden obtenerse los siguientes márgenes de la tensión de salida (los valores dados corresponden a características óptimas):

1. +2 V a +7 V
2. +7 V a +37 V
3. > +37 V
4. –9 V a –40 V
5. Tensión de salida negativa > 40 V.

Para cada uno de los anteriores márgenes de tensión, el principio del circuito apropiado se examina en los siguientes subapartados.

3.1. +2 V a +7 V

Para este margen, la tensión de salida V_O es comparada con V_{ref} o una parte de V_{ref} (véase fig. 17). Dado que la mínima tensión de salida del regulador es igual a 2 V, V_O puede ser ajustada desde $V_O = V_{ref}$ (7 V) a nxV_{ref} (2 V mín). $n = R12/R11 + R12$.

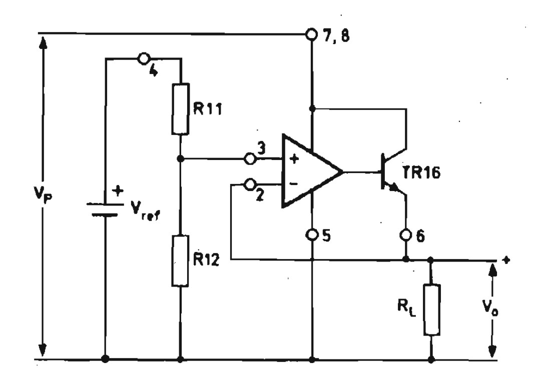


Fig. 17. Circuito básico para una tensión de salida de +2 V a +7 V

3.2. +7 V a +37 V

Para este margen, se comparan la tensión de referencia y V_O o una parte de V_O (véase fig. 18). Puesto que la máxima tensión de salida es de +37 V y V_{ref} = +7 V, se obtiene un margen de tensión de salida de +7 V a +37 V. La tensión de salida se ajusta por medio del divisor de tensión *R11* y *R12*, y V_O viene dada por:

$$V_O = \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{12}} \text{ x } V_{ref}.$$

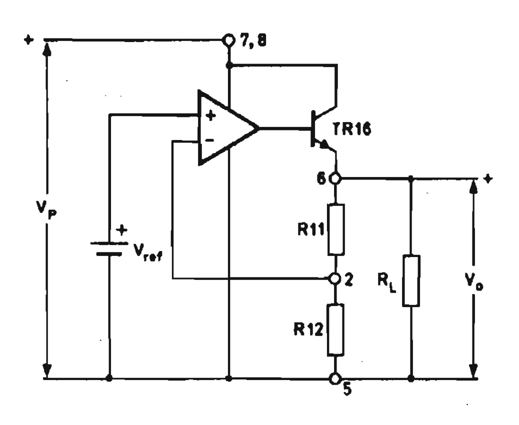


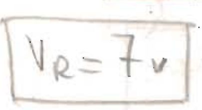
Fig. 18. Circuito básico para una tensión de salida de +7 V a +37 V

3.3. > +37 V

En el caso de $V_O > +37$ V, y si la mínima diferencia de tensión entre las de entrada y de salida del regulador es +3 V, entonces se sobrepasa la máxima tensión de entrada. Por tanto, si $V_O > +37$ V, el regulador se emplea en modo flotante y la máxima tensión de salida está determinada por el transistor de paso exterior *TR12* (véase fig. 19).

En la figura 19 la tensión a través del circuito integrado viene determinada por *D61* y ha de estar comprendida entre +9,5 V y +40 V. La mínima diferencia de tensión entre la tensión de entrada y la de salida del conjunto del regulador es un valor igual a la suma de V_{D61} y V_{R61}, igual por lo menos a 12 voltios.

Como V_O está conectada al punto común del circuito integrado, una parte de $V_O + V_{ref}$ se compara con $V_O + V_{ref}/2$ ($R11 = R12$).



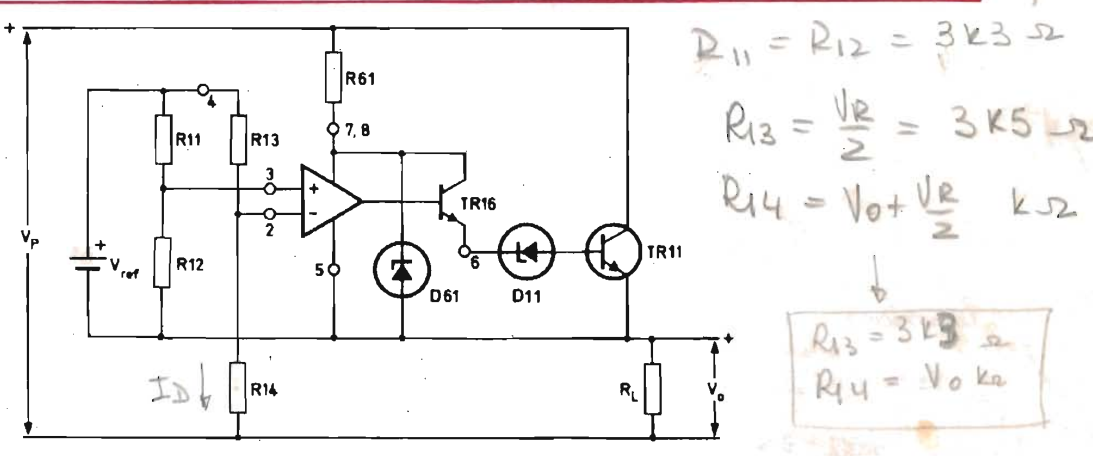


Fig. 19. Circuito básico para una tensión de salida de >+ 37 V

Por tanto

$$V_O + \frac{V_{ref}}{2} = (V_O + V_{ref}) \times \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}}$$

así

$$V_O = \frac{R_{14} - R_{13}}{R_{13}} \times \frac{V_{ref}}{2}.$$

V_{Z11} tiene que satisfacer las siguientes expresiones *a)* y *b)*:

a) $(V_O + V_{ref}) \times \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}} - V_{B11} \leqslant V_{Z11}$.

b) $V_{Z11} \leqslant V_{Z61} - (3 + V_{BE11})$.

Observación: La tensión mínima a través del regulador es de 3 voltios.

3.4. –9 V a –40 V

En este circuito, el circuito integrado se emplea entre V_O y masa (véase fig. 20). Dado que el margen de la tensión de entrada es de 9 V a 40 V, el circuito cubre también el margen de –9 V a –40 V. Esto se demuestra en las siguientes fórmulas

$$V_{ter\ 3} = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \times V_O$$

$$V_{ter\ 2} = V_O - \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}} \times V_{ref}$$

$$V_O = V_{ref} \times \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{14}} \times \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{12}}$$

si $R_{13} = R_{14}$

$$V_O = \frac{V_{ref}}{2} \times \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11}}$$

Observación:

La tensión V_{Z61} ha de satisfacer

$$V_{BE61} + 2 \leqslant V_{Z61} \leqslant V_O + V_{BE61} - 3.$$

La mínima tensión a través del regulador es de 3 V.

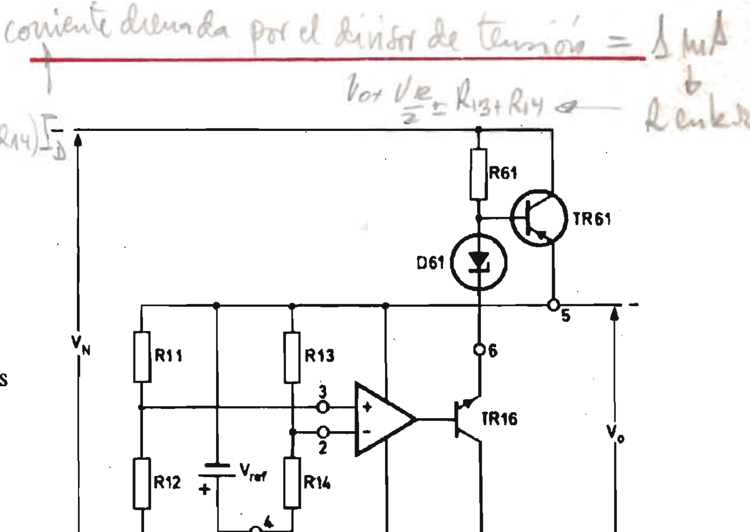


Fig. 20. Circuito básico para una tensión de salida de –9 V a –40 V

3.5. Tensión de salida negativa > 40 V

El circuito para este margen de tensión se representa en la figura 21. Es muy parecido al representado en la figura 20, puesto que el circuito integrado está en modo flotante, pero con la diferencia del diodo de referencia de tensión *D11*. Este diodo determina la tensión a través del circuito integrado: V_{Z11} está comprendida entre

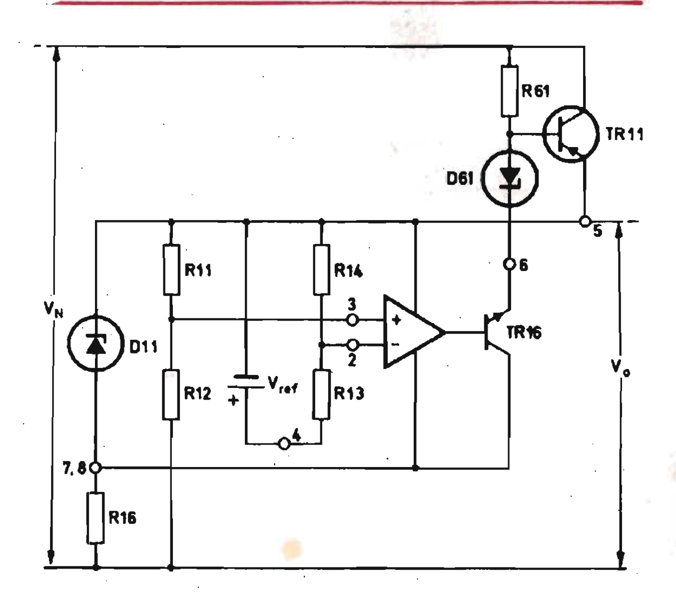


Fig. 21. Circuito básico para una tensión de salida negativa de >40 voltios

9 V como mínimo y 40 V como máximo. Esto se expresa en las siguientes fórmulas.

$$V_{ter\,3} = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \times V_o$$

$$V_{ter\,2} = V_o - \frac{R_{14}}{R_{14} + R_{13}} \times V_{ref}$$

$$V_{ter\,3} = V_{pin\,2}$$

$$V_o \left(1 - \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}}\right) = \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} \times V_{ref}$$

$$V_o = V_{ref} \times \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} \times \frac{R_{13} + R_{12}}{R_{11}}$$

si $R_{13} = R_{14}$

$$V_o = \frac{V_{ref}}{2} \times \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11}}$$

4. COMPENSACIÓN DE LA FRECUENCIA

Para evitar oscilaciones en el montaje regulador, es necesario efectuar una compensación de frecuencia. Si existe una impedancia entre el terminal 2 y masa, entonces se garantiza un funcionamiento estable al insertar un condensador cuyo valor sea de 100 pF a 500 pF entre colector y base del amplificador de error (terminales 9 y 2). Si no existe impedancia entre los terminales 2 y masa, debe conectarse un condensador de 1 nF a 5 nF entre los terminales 9 y 5.

Para el caso de los transistores de paso en serie exteriores, la compensación de frecuencia es también necesaria.

En el caso de un montaje de c.c. en cascada, con un transistor de paso en serie exterior, un condensador de 500 pF a 1,5 nF entre los terminales 2 y 9 proporciona la deseada compensación de frecuencia.

La única excepción a lo anterior consiste en el caso de regulación conmutada, en el cual la compensación de frecuencia no es tan crítica. Esto se debe a que el regulador está siempre bloqueado o saturado. Gracias a esto el condensador de compensación de frecuencia puede tener un valor mucho menor.

5. COMPENSACIÓN DE DERIVA

Las corrientes de entrada del amplificador de error dependen de la temperatura y así la caída de corriente a través del divisor de tensión de la tensión de salida resulta algo afectada por la temperatura. Para contrarrestar este efecto se necesitan resistores iguales para ambas entradas y, por consiguiente, es menester situar un resistor igual al resistor en paralelo del divisor de tensión entre la tensión de entrada y la de referencia.

6. CLASIFICACIÓN DE LOS CIRCUITOS REGULADORES

Vemos que un gran número de circuitos de regulación de tensión se pueden realizar con el TBA281 y circuitos integrados similares. En realidad son tantos que se hace necesario establecer un sistema de clasificación de los reguladores.

Los reguladores de tensión que emplean el TBA281 u otros circuitos integrados similares se pueden clasificar por tres conceptos: corriente de salida, margen de la tensión de salida (incluida polaridad) y método de limitación de corriente.

Ejemplo:

I. Primera cifra – letra prefijo (mayúscula).

Esta letra indica la clase de regulador (determinada por I_O); se consideran las tres siguientes:

Clase A. $I_O \leqslant$ 100 mA; consta del circuito integrado solo, sin transistores de paso exteriores.
Clase B. $I_O \leqslant$ 1,0 A; consta del circuito integrado y un transistor de paso exterior.
Clase C. $I_O >$ 1,0 A; consta del circuito integrado y dos o más transistores de potencia-paso exteriores.

II. Segunda cifra – número

El número se refiere al margen de la tensión de salida, e incluye también la polaridad de la tensión de salida. Hay cinco, a saber:

1 = +2 V a +7 V
2 = +7 V a +37 V
3 = > +37 V (véase la observación)
4 = –9 V a –40 V
5 = tensión de salida negativa > 40 V (véase la observación).

Observación:

Los tipos 3 y 5 son siempre flotantes. La máxima tensión de salida del regulador depende de las características de los transistores de salida, pero se debe subrayar que, en el tipo flotante, los valores límite máximos para el circuito integrado se han de respetar (véase apéndice sobre características eléctricas).

III. Tercera cifra – letra sufijo (minúscula)

Esta letra indica el método de limitación de corriente empleado en el regulador.

a = limitación constante de corriente (I_O corto = I_O máx)

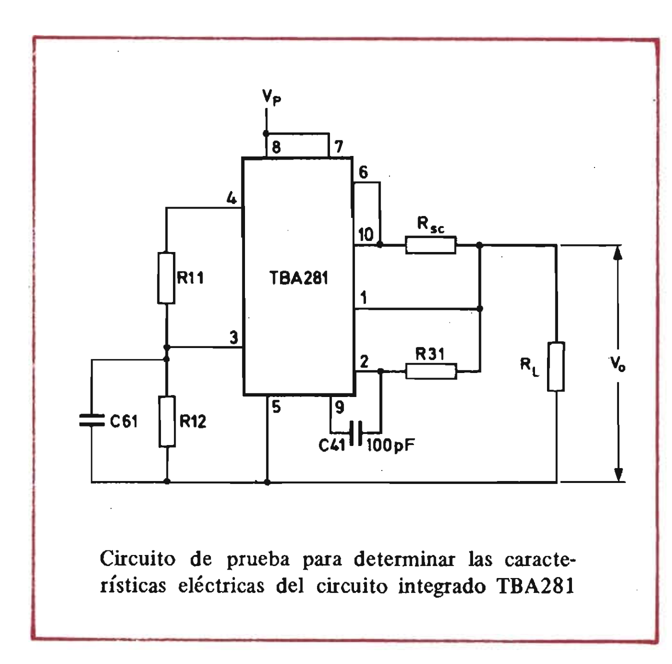
b = limitación recurrente de corriente (I_O corto < I_O máx)

c = limitación de corte de la corriente

d = salida de corriente controlada por conmutación. (Se emplea normalmente en aplicaciones en las que el regulador tiene control remoto.)

x = no se emplea ningún método de limitación de corriente.

APÉNDICE I



Circuito de prueba para determinar las características eléctricas del circuito integrado TBA281

Definición de términos

1. Regulación de línea = cambio en tanto por ciento de la tensión de salida para un cambio dado de la tensión de entrada.
2. Regulación de carga = cambio en tanto por ciento de la tensión de salida para un cambio dado de la corriente de carga.
3. Rechazo de ondulación = relación entre el valor de pico de la tensión de ondulación de entrada y el valor de pico a pico de la tensión de ondulación de salida.
4. Coeficiente medio de temperatura de la tensión de salida = cambio en tanto por ciento de la tensión de salida para una variación dada de la temperatura ambiente.
5. Limitación de corriente de cortocircuito = corriente de salida del regulador con la salida conectada a la línea común (I_O corto).
6. Tensión de referencia = salida del amplificador de referencia medida con relación a la línea común (V_{ref}).
7. Tensión de ruido de salida = tensión de ruido eficaz con carga constante y sin ondulación de entrada.
8. Consumo de corriente de reposo = corriente consumida de la alimentación por el regulador sin carga de salida y sin carga de tensión de referencia.

APENDICE II

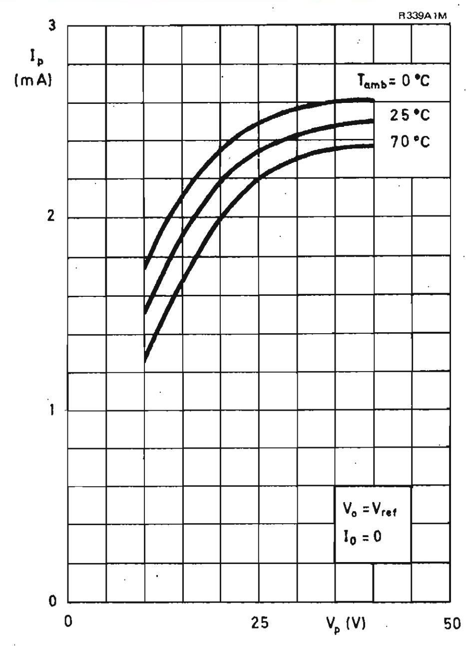


Fig. P1. Corriente de entrada en función de la tensión de entrada ($V_O = V_{ref}, I_O = 0$)

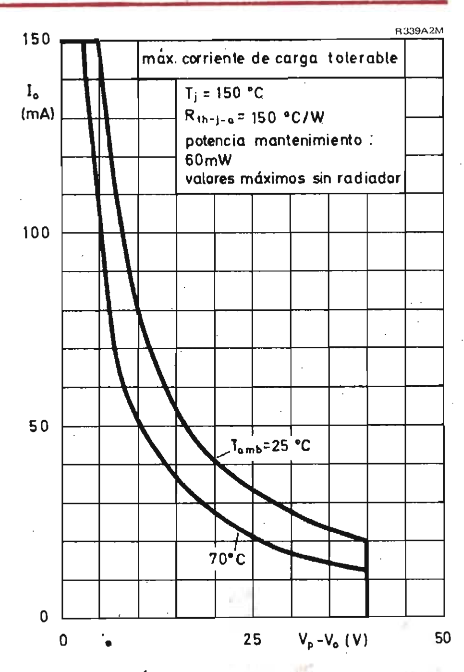


Fig. P2. Máxima corriente de carga tolerable en función de la diferencia entre las tensiones de entrada y de salida con dos temperaturas ambiente como parámetros.

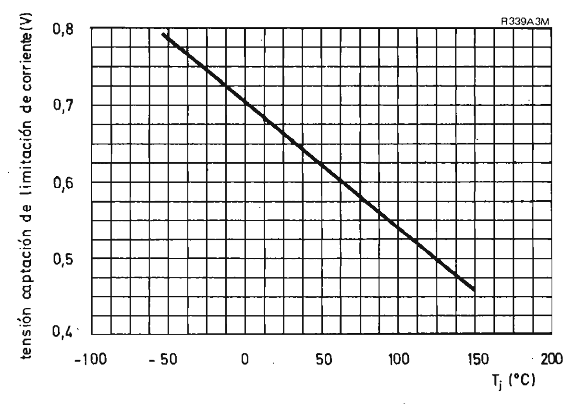


Fig. P3. Tensión de captación en función de la temperatura de la unión

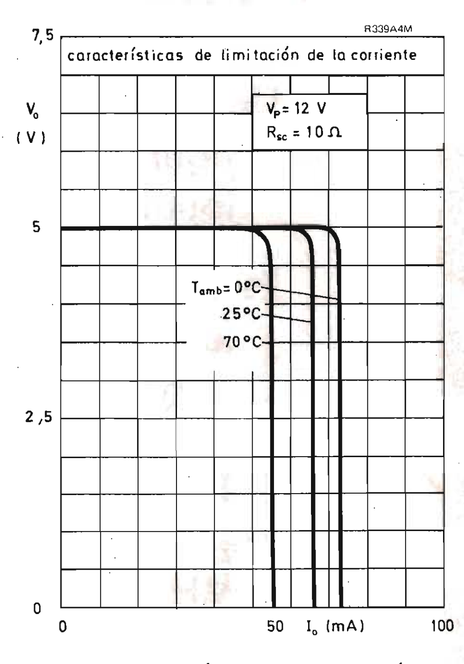


Fig. P4. Característica de la limitación de corriente con la tensión de salida en función de la corriente de salida, con tres temperaturas ambiente como parámetros

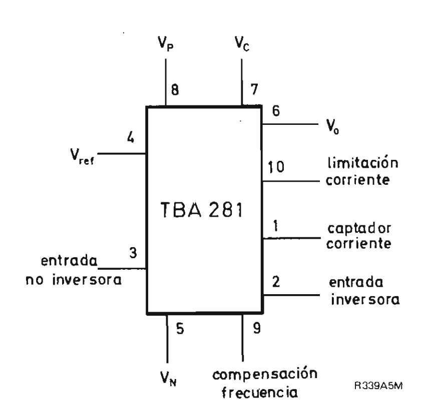


Fig. P5. Símbolo del circuito integrado TBA281

REFRIGERACION DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Este artículo explica cómo se determinan las dimensiones del radiador adecuado para la refrigeración de tiristores utilizados en aplicaciones domésticas: se efectúa un cálculo aproximado de dichas dimensiones y luego se verifica midiendo la temperatura del radiador y del ambiente, con lo que se puede determinar si la disipación obtenida es la correcta.

1. INTRODUCCIÓN

Puesto que la temperatura de unión T_j de un tiristor no ha de sobrepasar el valor $T_{j\,máx}$, es indispensable un radiador apropiado. Sin embargo, en muchas aplicaciones del tiristor el cálculo del radiador sólo es aproximado debido a que no se conocen los datos necesarios, por ejemplo, la temperatura ambiente, el movimiento del aire o la reflexión térmica, o sólo pueden estimarse de un modo muy aproximado. De ahí que una medida de la temperatura más elevada de la unión de un tiristor, obtenida para el caso más desfavorable, debe confirmar la correcta elección de las dimensiones de radiador, es decir, la resistencia térmica $R_{th\ h\text{-}r}$' entre el radiador y el local. Puesto que es prácticamente imposible medir la temperatura de la unión y, en cambio, la resistencia térmica $R_{th\ j\text{-}h}$ se puede obtener en las hojas de características, una buena solución consiste en medir la temperatura del radiador T_h' lo más cerca posible de la unión. A partir de ésta se puede calcular $R_{th\ h\text{-}r}$' y comparar el resultado con la máxima resistencia térmica tolerable entre el radiador y el ambiente, $R_{th\ h\text{-}r}$, que se calcula a partir de los datos publicados en las hojas de características. Si es necesario, se puede cambiar el radiador para conseguir la disipación apropiada. Una nueva medida confirma si el cambio ha sido correcto.

2. MEDIDA DE LA TEMPERATURA DEL RADIADOR

Para medir la temperatura de un radiador, lo mejor es emplear un termopar debido a sus pequeñas dimensiones. El termopar debe hacer contacto con el radiador lo más cerca posible de la base de montaje (figs. 1 y 2). Se obtiene un buen contacto térmico utilizando grasa de silicona entre el termopar y el radiador.

3. MÁXIMA DISIPACIÓN DE POTENCIA EN EL TIRISTOR

El circuito se ha de diseñar para trabajar incluso con un tiristor de características mínimas, sin sobrecalentamiento alguno de la unión. Para calcular la máxima disipación del tiristor, $P_{máx}$, es necesario conocer

$$I_{AV} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i \cdot dt,$$

donde T es el valor recíproco de la frecuencia f, y

$$I_{(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt}$$

para las condiciones más desfavorables (por ejemplo, para una carga resistiva, la resistencia de carga más baja posible y el ángulo de conducción más elevado). I_{AV} se puede medir con un amperímetro de c.c. La medida de $I_{(RMS)}$ de una forma de onda no sinusoidal ha de hacerse con un amperímetro de termopar, pero para una forma de onda sinusoidal, se puede calcular $I_{(RMS)}$ a partir de I_{AV} para cualquier ángulo de conducción. La figura 3 muestra la relación $I_{(RMS)}/I_{AV}$ en función del ángulo de conducción α; para el funcionamiento de media onda (de uso común) se toma la curva *a*, para el funcionamiento de onda completa (tiristor en serie con un puente rectificador) se toma la curva *b*. Así, se puede calcular:

$$P_{máx} = I_{AV} \cdot V_{TO} + I_{(RMS)}^2 \; r_{diff}$$

en donde V_{TO} (la tensión inicial en conducción continua), y r_{diff} (la resistencia directa diferencial) se pueden hallar como se indica en la figura 4. De esta gráfica deben elegirse el valor más elevado de V_{TO} y el más bajo de θ.

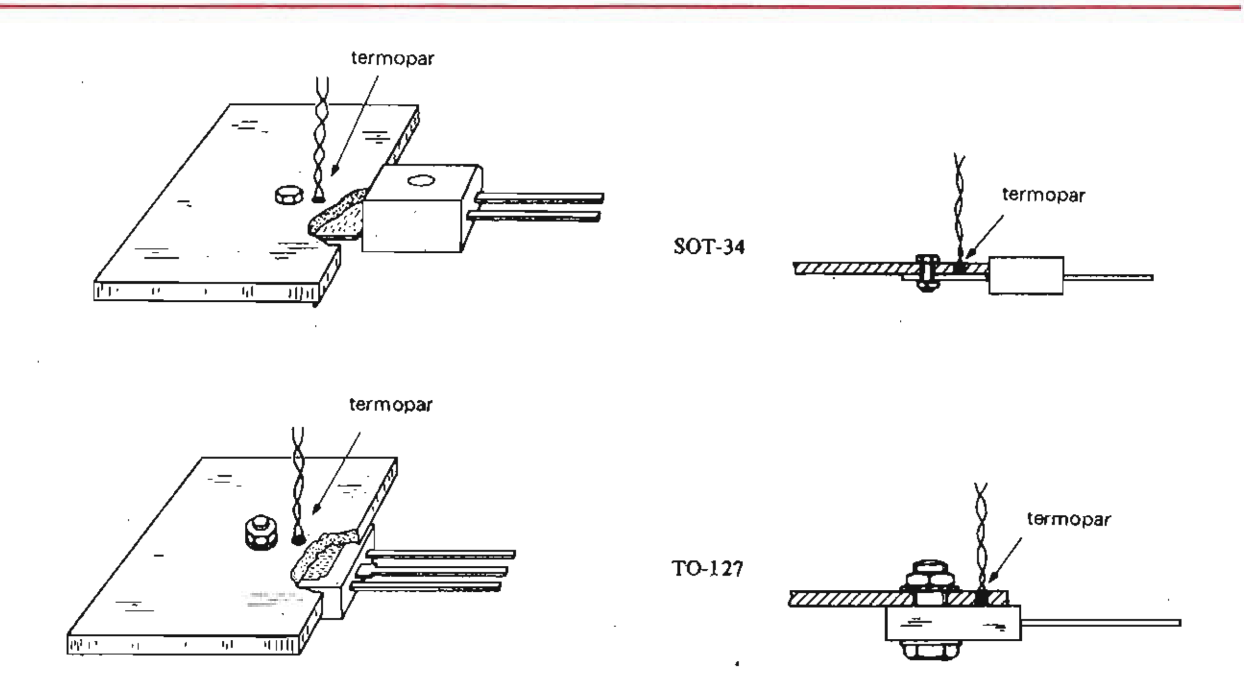


Fig. 1. Montaje del termopar en un radiador unido a un tiristor con cápsula de plástico (cápsulas SOT34 y TO-127). El orificio de 1 mm de diámetro se llena con grasa de silicona antes de introducir el termopar.



Fig. 2. Montaje del termopar en un radiador unido a un tiristor con cápsula de rosca (cápsula TO-64). El orificio de 1 mm de diámetro ha de estar lo más cerca posible de la base del montaje y se ha de rellenar con grasa de silicona.

4. CÁLCULO APROXIMADO DE LAS DIMENSIONES DEL RADIADOR

4.1. Generalidades

La máxima temperatura de la unión T_j máx, la máxima resistencia térmica R_{th} j-mb entre la unión y la base de montaje, y la máxima resistencia térmica R_{th} mb-h entre la base de montaje y el radiador, se pueden encontrar en las hojas de características. La potencia disipada, la temperatura para distintos puntos y las resistencias térmicas se representan en la figura 5 de forma análoga a un circuito eléctrico. La resistencia térmica máxima R_{th} j-h entre la unión y el radiador es R_{th} j-mb + R_{th} mb-h. Para un tiristor de características mínimas, la temperatura de radiador T_h no ha de sobrepasar T_j máx $-$ Pmáx $\cdot$ R_{th} j-h.

A menudo el tiristor está montado en una caja más o menos cerrada, lo cual determina que la temperatura ambiente T_a sea mayor que la del local T_r. La diferencia de temperatura $T_a - T_r$ viene determinada, en gran medida, por la disipación del tiristor y otros componentes de la caja, la construcción y ventilación de la caja y la posición del tiristor en ella.

Para el cálculo de las dimensiones del radiador puede estimarse la máxima temperatura ambiente T_a máx prevista, puesto que los cálculos que se efectúen a continuación mostrarán si el radiador y, por tanto, la T_a máx han sido elegidos correctamente o no. Sin embargo, puede conseguirse una mejor estimación simulando, en el lugar en donde se ha de ubicar el tiristor, la disipación

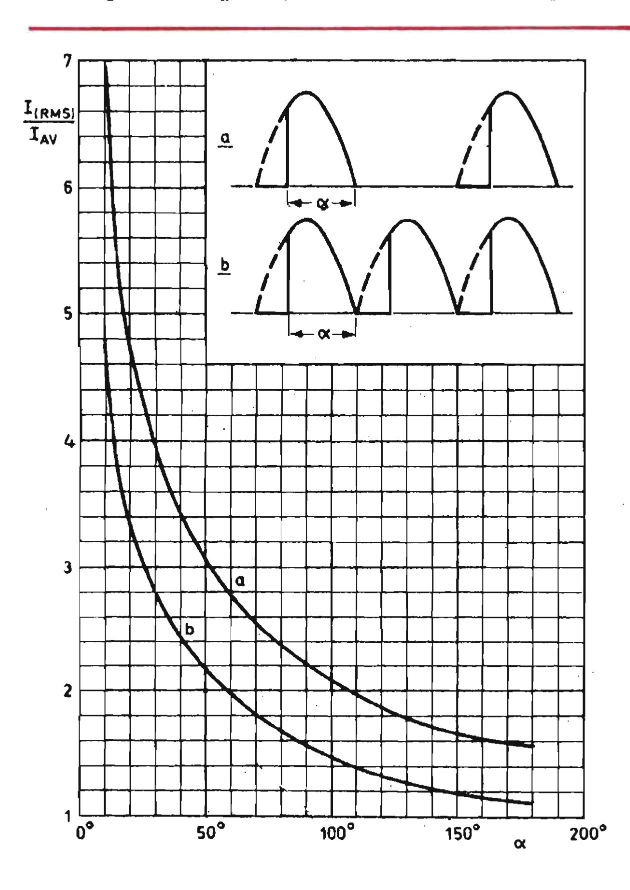


Fig. 3. Cociente $I_{(RMS)}/I_{AV}$ en función del ángulo de conducción α. La curva *a* se aplica al funcionamiento de media onda; la curva *b*, al funcionamiento de onda completa.

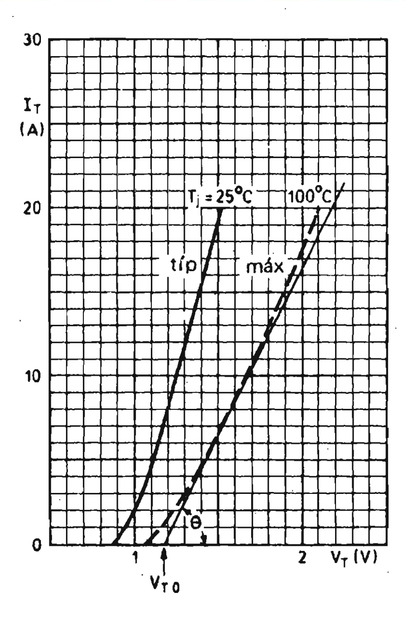


Fig. 4. Característica directa de un tiristor. V_{TO} es la tensión inicial en estado de conducción (corriente en estado conductor $I_T \approx 0$). La resistencia directa diferencial r_{diff} = cot θ. Se indican los valores más desfavorables para V_{TO} y θ.

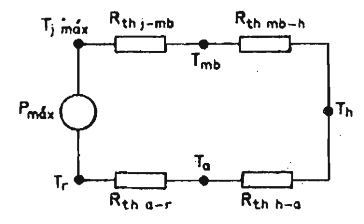
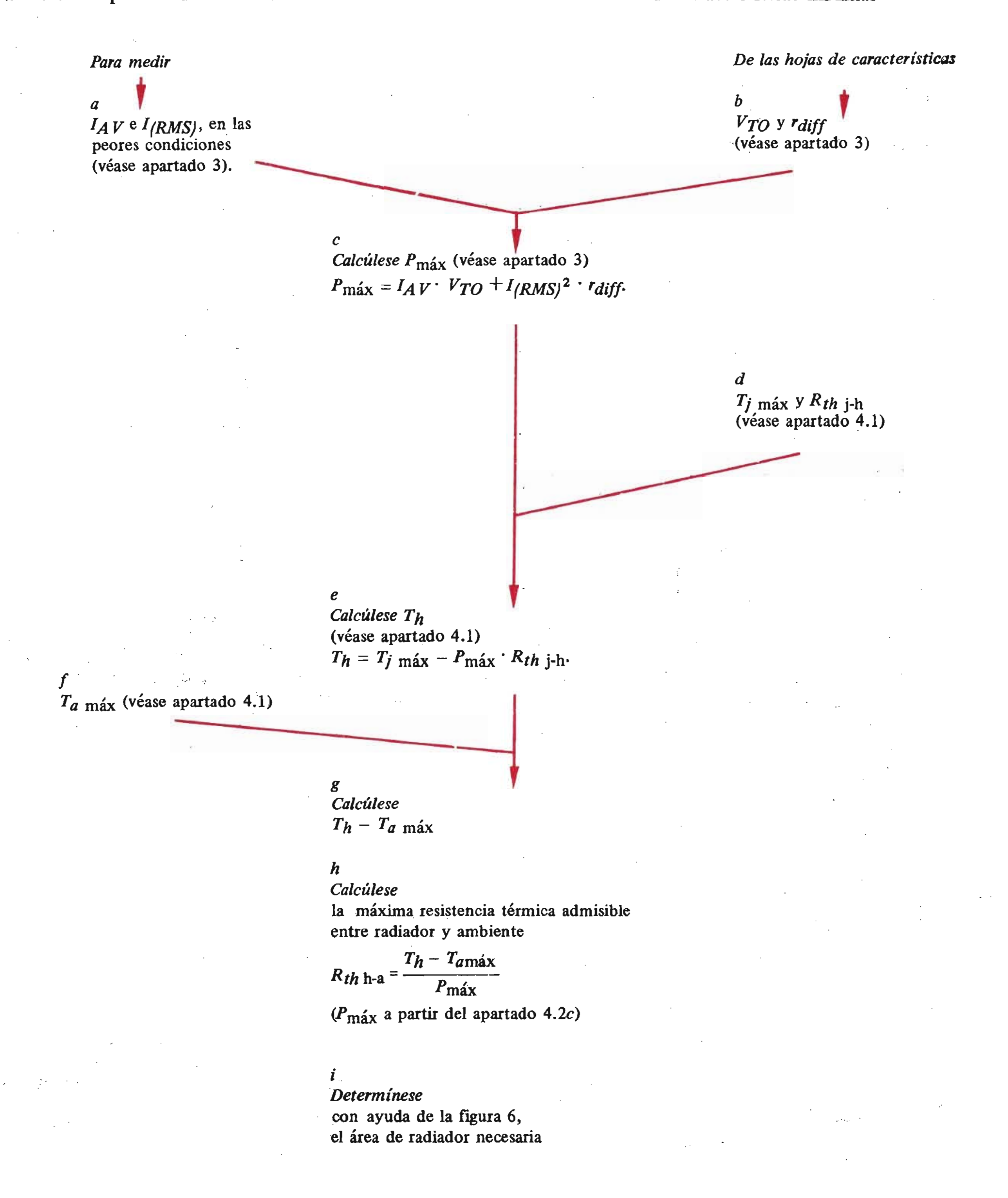


Fig. 5. Esquema de la circulación de calor desde la unión de un semiconductor al aire que rodea al equipo. *T* representa la temperatura, R_{th}, la resistencia térmica. Los subíndices significan lo siguiente: *j* = unión, *mb* = base de montaje, *h* = radiador, *a* = ambiente (aire alrededor del radiador), *r* = local (aire alrededor del equipo).

prevista para el funcionamiento normal. Esto se consigue, por ejemplo, empleando un resistor de disipación adecuada. Tan pronto como T_a es estable, se puede medir $T_a - T_r$. Luego ha de estimarse la temperatura máxima del local que se considera probable, a partir de la cual puede calcularse T_a máx (T_a máx $= T_r$ máx $+ T_a - T_r$).

4.2 Cálculo aproximado de las dimensiones de un radiador con un tiristor de características mínimas



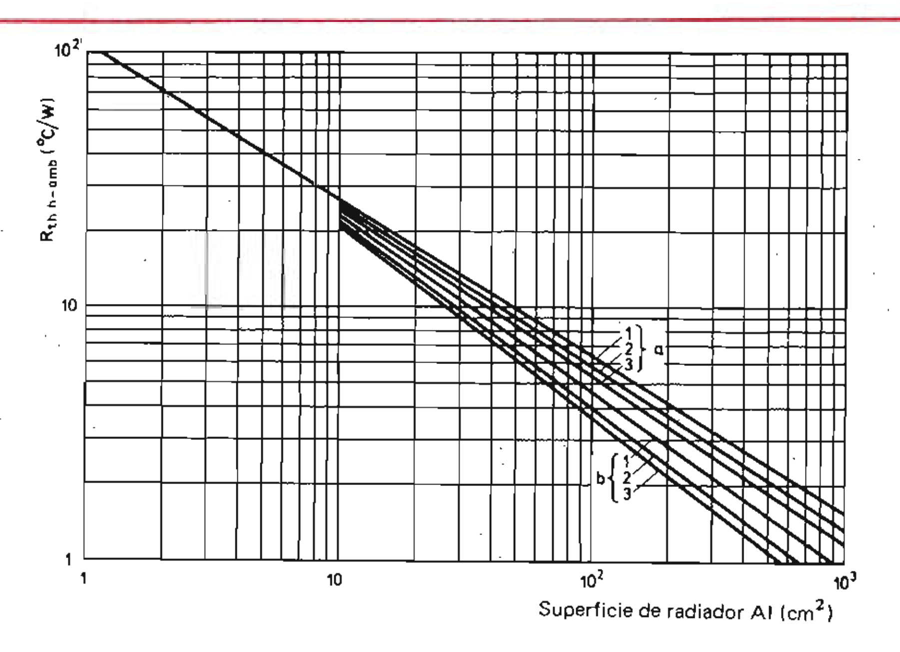


Fig. 6. Resistencia térmica R_{th} h-a entre radiador de aluminio y ambiente (al aire libre) y en función de la superficie del radiador (una cara). 1, 2 y 3 indica el espesor en mm, *a* para una superficie brillante, *b* para una superficie negra.

5. VERIFICACIÓN DE LAS DIMENSIONES DEL RADIADOR CALCULADAS POR MEDIDA DE LA TEMPERATURA DEL RADIADOR Y DEL LOCAL

5.1. Generalidades

Para obtener buenas medidas de la tensión inicial en estado de conducción y de la resistencia directa diferencial de un tiristor típico empleado en la evaluación del radiador, debe aplicarse a través del tiristor una corriente continua que dé lugar a $P_{máx}$ (de los apartados 3 y 4.2*c*). Para simular las condiciones de funcionamiento, el tiristor y su radiador han de estar montados correctamente. Durante la medición, la disipación de los demás componentes ha de ser el máximo previsto, Si es necesario, el equipo puede funcionar con ayuda de un tiristor montado en un radiador lo suficiente grande fuera del equipo. El termopar se ha de montar como se indica en el apartado 2. Debe procurarse que $P_{máx}$ se mantenga constante e independiente de una variación de V_T cuando el tiristor se caliente. La corriente de aire en el lugar de instalación del tiristor y alrededor del equipo ha de ser la menor posible.

En la hoja de cálculos del apartado 5.2, los valores máximo admisible y real de la resistencia térmica entre el radiador y el local,

$$R_{th}\,\text{h-r} = \frac{T_h - T_r\,\text{máx}}{P_{\text{máx}}} \quad \text{y}$$

$$R_{th}\,\text{h-r}' = \frac{T_h' - T_r}{P_{\text{máx}}},$$

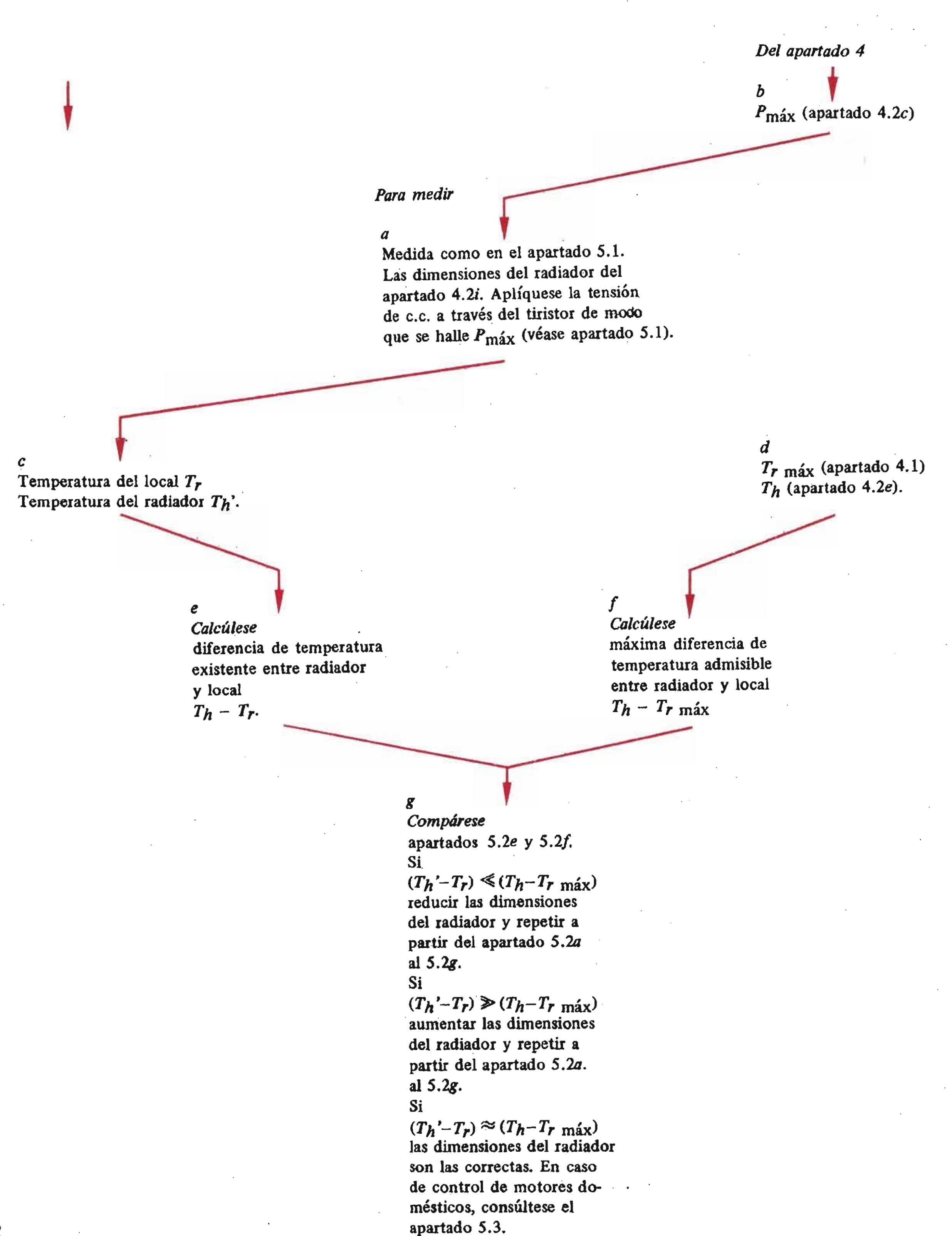
se pueden calcular y comparar entre sí, pero debido a que $P_{máx}$ en ambas ecuaciones tiene un valor idéntico, es suficiente calcular $T_h - T_r$ máx y $T_h' - T_r$, y comparar estos dos valores.

Si se emplea un tiristor para control de motores, la disipación de tiristor es más elevada cuando el motor está bloqueado, y si se deja persistir esta condición puede dañarse el motor. La Comisión internacional de reglamentación para la aprobación de Equipos Eléctricos (CEE), establece en su publicación nº 10 (parte 1ª, segunda edición, octubre de 1964: "Specification for electric motor-opered appliances for domestic and similar purposes") que el aumento de temperatura de los devanados de los motores eléctricos pequeños no ha de pasar de 1,7 veces el valor especificado si está bloqueado durante un período de 30 s y si comienza el período de bloqueo en frío (temperatura de local). El instrumento debe funcionar a tensión nominal o al límite superior del margen de tensión nominal.

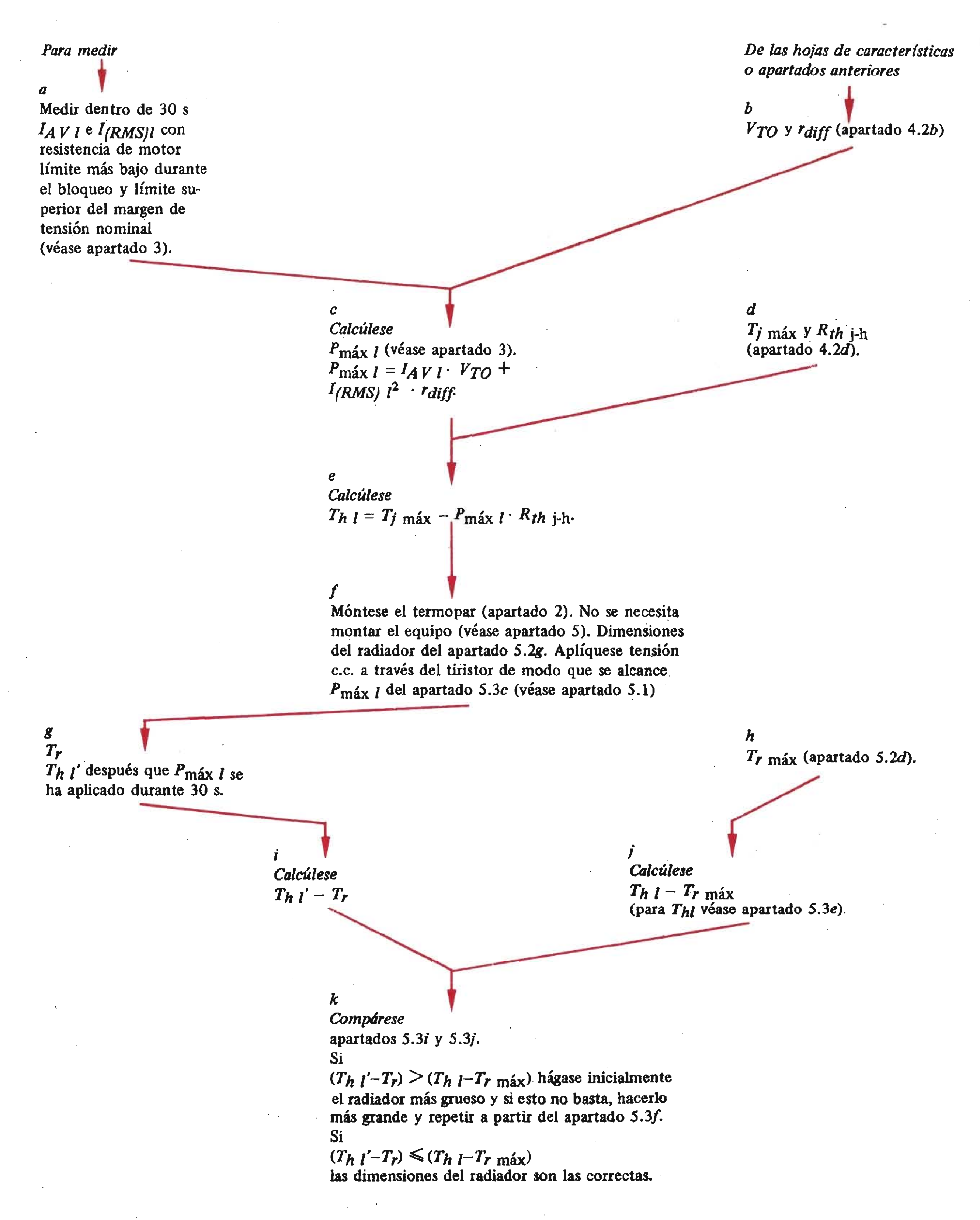
Dado que se han de evitar los períodos de bloqueo de más de 30 s, el radiador se ha de diseñar para cubrir dicho período.

Para la medida de la temperatura del radiador después de los 30 s no es necesario acoplar el tiristor y su radiador en el equipo, debido a que la disipación de calor durante este período es despreciable.

5.2. Verificación de las dimensiones del radiador con un tiristor típico



5.3. Verificación de las dimensiones del radiador (tiristor típico) con relación a una pequeña sobrecarga (un bloqueo de 30 s) (la condición de motor bloqueado se indica por el subíndice "l")



CODIGOS DE DESIGNACION DE TIPO PARA SEMICONDUCTORES

Este código de designación de tipo se refiere a todos los elementos semiconductores con o sin uniones y a los dispositivos múltiples.

Un dispositivo múltiple se define como una combinación de dispositivos activos similares o no, contenida en una cápsula común que no puede desmontarse y que todos los electrodos de los dispositivos individuales son accesibles desde el exterior.

Múltiples de dispositivos similares así como múltiples consistentes en un dispositivo principal y otro auxiliar se designan de acuerdo con el código para dispositivos discretos que se describe más abajo.

Los múltiples de dispositivos no similares de distinta naturaleza se designan con la segunda letra G.

La designación de tipo consta de:

DOS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

La primera letra distingue entre dispositivos con uniones y sin uniones e indica el material semiconductor utilizado.

A. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 0,6 a 1,0 eV, tales como germanio
B. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,0 a 1,3 eV, tales como silicio
C. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,3 eV en adelante, tales como arseniuro de galio
D. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de menos de 0,6 eV, tales como antimoniuro de indio
R. Dispositivos sin uniones, que utilizan materiales como los empleados en generadores Hall y células fotoconductoras

La segunda letra indica esencialmente la aplicación principal o aplicación principal y construcción en el caso que se requiera una mayor diferenciación.

A. Diodo detector, diodo de alta velocidad, diodo mezclador
B. Diodo de capacidad variable
C. Transistor para aplicaciones de A.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
D. Transistor de potencia para aplicaciones de A.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
E. Diodo túnel
F. Transistor para aplicaciones de R.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
G. Múltiple de dispositivos no similares
H. Sonda de campo
K. Generador Hall en un circuito magnético abierto, por ejemplo, sonda de magnetograma o de señal
L. Transistor de potencia para aplicaciones de R.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
M. Generador Hall en un circuito magnético cerrado excitado eléctricamente, por ejemplo, multiplicador o modulador Hall
P. Elemento sensible a radiaciones
Q. Elemento generador de radiaciones
R. Dispositivo de control y conmutación disparado eléctricamente, con una característica de ruptura ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
S. Transistor de potencia para aplicaciones de conmutación ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
T. Dispositivo de potencia para control y conmutación disparado eléctricamente o por medio de la luz, que tiene una característica de ruptura ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
U. Transistor de potencia para aplicaciones de conmutación ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
X. Diodo multiplicador, p.e. varáctor, de recuperación por pasos
Y. Diodo rectificador, diodo recuperador, diodo de eficiencia
Z. Diodo de referencia de tensión o regulador de tensión

El número de serie está formado por:

Tres cifras para los dispositivos semiconductores diseñados para uso principalmente en aparatos domésticos.

Una letra y dos cifras para los dispositivos semiconductores diseñados para uso principalmente en equipo profesional.

EJEMPLOS

AF139 Transistor de R.F. de germanio destinado principalmente a aplicaciones de "entretenimiento".

BYX27 Diodo rectificador de silicio destinado principalmente a aplicaciones "industriales".

DESIGNACIÓN DE TIPO PARA UNA SERIE DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

La designación de tipos de una serie de variantes de:
1. diodos de referencia de tensión o diodos reguladores de tensión
2. diodos rectificadores
3. tiristores

que pertenecen claramente a un tipo básico puede designarse por un sufijo que esté separado de la parte básica por un guión (–).

La parte básica, que es igual para toda la serie, está de acuerdo con el código de designación para dispositivos discretos.

El sufijo consta de:

1. *para los diodos de referencia de tensión o reguladores de tensión*:
   una letra seguida de la tensión zener típica y donde convenga la letra R.
   La primera letra indica la tolerancia nominal de la tensión zener en %. A = 1%; B = 2%; C = 5%; D = 10%; E = 15%.
   La tensión zener típica está referida a la corriente nominal especificada para toda la serie. Se usa la letra V en el lugar de la coma decimal.
2. *para diodos rectificadores*
   un número y, donde sea adecuado, la letra R.
   La letra R indica la polaridad inversa (ánodo a cápsula). La polaridad normal (cátodo a cápsula) y las ejecuciones simétricas no se indican especialmente.
   El número indica generalmente la tensión inversa de cresta máxima recurrente.
   Para los tipos de avalancha controlada indica la tensión inversa máxima de cresta activada.
3. *para tiristores*
   un número y, donde sea adecuado, la letra R
   El número indica generalmente la tensión inversa máxima de cresta recurrente o la tensión máxima de cresta recurrente no activada, la que sea menor de ambas.
   Para los tipos de avalancha controlada se indica la tensión inversa máxima de cresta activada.

EJEMPLOS

BZY88 serie Serie de diodos de silicio reguladores de tensión para aplicaciones industriales.

BZY88–C9V1 El tipo particular en la serie con una tensión zener típica de 9,1 V ±5%.

BXY13-1200 El tipo particular de polaridad normal en la serie BYX13 con una tensión inversa máxima de cresta recurrente de 1200 V.

DESIGNACIÓN DE TIPO PARA CONJUNTOS RECTIFICADORES SEMICONDUCTORES

La designación de tipo consta de:

TRES LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Las primeras dos letras indican el tipo de conjunto.

OS. Denota un conjunto de diodos rectificadores semiconductores.
OT. Denota un conjunto de semiconductores en el que también se usan tiristores.

La tercera letra indica el tipo de circuito:

A. Monofásico en media onda
B. Bifásico en media onda
C. Trifásico en media onda (trifásico en estrella)
D. Tetrafásico en media onda (tetrafásico en estrella)
E. Hexafásico en media onda (hexafásico en estrella)
F. Trifásico en doble Y con transformador entre fases
H. Monofásico en onda completa (monofásico en puente)
J. Monofásico en puente amplificador magnético
K. Trifásico en onda completa (trifásico en puente)
L. Tetrafásico en onda completa (tetrafásico en puente)
M. Doblador de tensión (la mitad de un monofásico en onda completa)
S. Varios (tales como combinaciones de diodos sencillos y componentes pasivos).

El número de serie es seguido a veces por una letra sufija para la indicación de variante.

SIMBOLOS PARA SEMICONDUCTORES (excepto diodos rectificadores y tiristores)

Este sistema se basa en las recomendaciones de la COMISIÓN ELECTROTÉCNICA INTERNACIONAL aparecidas en la publicación I.E.C. 148.

SÍMBOLOS DE MAGNITUD

1. Los valores instantáneos de corriente, tensión y potencia, que varían en función del tiempo, se representan por la letra minúscula adecuada. Ejemplos: i, v, p
2. Los valores máximos (pico), medios, de c.c. y eficaces se representan por la letra mayúscula adecuada. Ejemplos: I, V, P

SUBÍNDICES PARA LOS SÍMBOLOS DE MAGNITUD

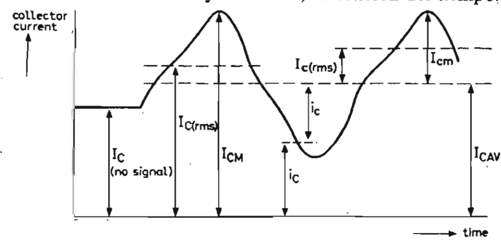
1. Los valores totales son indicados por subíndices en mayúsculas. Ejemplos: I_C, I_{CM}, I_{CAV}, i_C, V_{EB}
2. Los valores de componentes variables son indicados por subíndices en minúsculas. Ejemplos: i_c, I_c, v_{eb}, V_{eb}
3. Para distinguir entre los valores máximo (pico), medio, c.c. y eficaces, se añaden los siguientes subíndices:

Para los valores máximos (pico) : M o m
Para valores medios : AV o av (únicamente cuando se necesite distinguir entre c.c. o medio).
Para valores de c.c. : no se añade subíndice.
Para valores eficaces : (rms)
Ejemplos: I_C, I_{cm}, I_{CAV}, $I_{c(rms)}$, $I_{C(RMS)}$

4. Lista de subíndices (ejemplos, véase la figura)

A, a = terminal de ánodo
K, k = terminal de cátodo
E, e = terminal de emisor
B, b = terminal de base
C, c = terminal de colector
(BR) = ruptura
X, x = circuito especificado
M, m = valor máximo (de pico)
AV, av = valor medio
(RMS), (rms) = valor eficaz
F, f = directa
R, r = como primer subíndice: inversa. Como segundo subíndice: recurrente
O = como tercer subíndice: el terminal no mencionado está en circuito abierto
S = como segundo subíndice: no recurrente
como tercer subíndice: cortocircuito entre el terminal no mencionado y el terminal de referencia
Z = zener (substituye a R para indicar la tensión, corriente o potencia zener verdadera de los diodos de referencia de tensión o reguladores de tensión)

5. Ejemplos de aplicación de las reglas:
La fig. representa una corriente de colector de transistor, formada por una corriente continua y una señal, en función del tiempo.



CONVENCIONES PARA EL ORDEN DE SUBÍNDICES

1. *Corrientes*

Para transistores el primer subíndice indica el terminal que lleva la corriente (circulación convencional de la corriente desde el circuito exterior hacia el terminal es positiva)

Para diodos una corriente directa (circulación convencional de la corriente hacia el terminal de ánodo) se representa por el subíndice F o f; una corriente inversa (circulación convencional de la corriente desde el terminal de ánodo) se representa por el subíndice R o r.

2. *Tensiones*

Para transistores normalmente, se usan dos subíndices para indicar los puntos entre los cuales se mide la corriente. El primer subíndice indica un punto terminal y el segundo subíndice el terminal de referencia.
Donde no exista posibilidad de confusión, se puede omitir el segundo subíndice.

Para diodos Una tensión directa (ánodo positivo con respecto al cátodo) se representa con el subíndice F o f y una tensión inversa (ánodo negativo con respecto al cátodo) por el subíndice R o r.

3. *Tensiones de alimentación*

Las tensiones de alimentación pueden indicarse repitiendo el subíndice del terminal Ejemplos: V_{EE}, V_{CC}, V_{BB}
El terminal de referencia puede indicarse entonces por un tercer subíndice Ejemplos: V_{EEB}, V_{CCB}, V_{BBC}

4. En los dispositivos que tienen más de un terminal del mismo tipo, los subíndices se modifican añadiendo un número a continuación del subíndice y a la misma altura. Ejemplo: $V_{B2\text{-}E}$ tensión entre segunda base y emisor

En los dispositivos multiples, los subíndices de terminal se modifican por un número que preceda al subíndice: Ejemplo: $V_{1B\text{-}2B}$ tensión entre la base de la primera unidad y la de la segunda.

SÍMBOLOS DE LOS PARÁMETROS ELÉCTRICOS

1. Los valores para los parámetros de matrices cuadripolos u otras resistencias, impedancias, admitancias, etc., inherentes al dispositivo, se representan por el símbolo en minúscula, con los subíndices adecuados. Ejemplos: h_{ib}, z_{fb}, y_{oc}, h_{FE}
2. Los parámetros de matrices cuadripolos de circuitos externos o de circuitos en que el dispositivo solamente constituye una parte se representan por los símbolos en mayúscula con los subíndices adecuados. Ejemplos: H_i, Z_o, H_F, Y_R

SUBÍNDICES PARA SÍMBOLOS DE PARÁMETROS

1. Los valores estáticos de parámetros se indican por subíndices en mayúscula. Ejemplos: h_{IB}, h_{FE}

Nota: El valor estático es la pendiente de la linea desde el origen al punto de funcionamiento en la curva característica adecuada, es decir, el cociente entre las magnitudes eléctricas adecuadas en el punto de funcionamiento.

2. Los valores de señal pequeña de los parámetros se indican por subíndices en minúscula Ejemplos: h_{ib}, z_{ob}
3. El primer subíndice, en la notación matriz identifica el elemento de la matriz cuadripolo.

i (para 11) = entrada f (para 21) = transferencia directa
o (para 22) = salida r (para 12) = transferencia inversa
Ejemplos: $V_1 = h_i I_1 + h_r V_2$ $I_2 = h_f I_1 + h_o V_2$

Notas [1]) Los símbolos de tensión y corriente en la notación matriz se indican por un subíndice de un solo dígito. El subíndice 1 = entrada; el subíndice 2 = salida

[2]) Las tensiones y corrientes en estas ecuaciones pueden ser magnitudes complejas.

4. El segundo subíndice identifica la configuración del circuito

e = emisor común c = colector común
b = base común j = terminal común, general
Ejemplos: (base común) $I_1 = y_{ib} V_{1b} + y_{rb} V_{2b}$ $I_2 = y_{fb} V_{1b} + y_{ob} V_{2b}$
Cuando se sobreentiende el terminal común, el segundo subíndice puede omitirse.

5. Si es necesario distinguir entre las partes real e imaginaria de los parámetros de cuadripolo, pueden usarse las siguientes notaciones

Re(h_{ib}) etc. ... para la parte real
Im(h_{ib}) etc. ... para la parte imaginaria.

LISTA DE SIMBOLOS (excepto diodos rectificadores y tiristores)

$b_{ib}, b_{ie}, b_{ob}, b_{oe}$	Véanse parámetros *y*
C_c [1]	Capacidad de colector (emisor en circuito abierto para C.A. y C.C.)
C_d [1]	Capacidad de diodo
C_e [1]	Capacidad del emisor (colector en circuito abierto para C.A. y C.C.)
$C_{ib}, C_{ie}, C_{ob}, C_{oe}$ [1]	Véanse parametros *y*
$f_{hfb}, f_{hfe}, f_{yfe}$	Frecuencia de corte (La frecuencia a la cual el parámetro indicado por el subíndice es 0,7 de su valor de baja frecuencia)
f_T	Frecuencia de transición (producto ganancia/ancho de banda)
$g_{ie}, g_{ib}, g_{oe}, g_{ob}$	Véanse parámetros *y*
G_p	Ganancia de potencia
G_S	Conductancia de surtidor
G_{tr}	Ganancia de transductor
G_{UM}	Ganancia máxima unilateral de salida
h_{FB}, h_{FC}, h_{FE}	Valor estático del factor de transferencia de corriente directa o ganancia de corriente continua (tensión de salida mantenida constante)
h_{fb}, h_{fc}, h_{fe}	Valor de señal pequeña del factor de transferencia de corriente directa o de ganancia de corriente de señal pequeña (salida cortocircuitada para la C.A.)
h_{IB}, h_{IC}, h_{IE}	Valor estático de la resistencia de entrada (tensión de salida mantenida constante).
h_{ib}, h_{ic}, h_{ie}	Valor de señal pequeña de la impedancia de entrada (salida cortocircuitada para la C.A.)
h_{OB}, h_{OC}, h_{OE}	Valor estático de la conductancia de salida (corriente de entrada mantenida constante)
h_{ob}, h_{oc}, h_{oe}	Valor de señal pequeña de la admitancia de salida (entrada cortocircuitada para la C.A.)
h_{RB}, h_{RC}, h_{RE}	Valor estático del factor de transferencia de tensión inversa (corriente de entrada mantenida constante)
h_{rb}, h_{rc}, h_{re}	Valor de pequeña señal del factor de transferencia de tensión inversa (entrada cortocircuitada para la C.A.)
$I_{BAV}, I_{CAV}, I_{EAV}$	Corriente total media (para distinguir entre media y continua en caso necesario)
I_{BEX}, I_{CEX}	Corriente total de base o de colector en las condiciones especificadas. Estos símbolos se utilizan comunmente en caso de una unión de emisor polarizada inversamente
I_{BM}, I_{CM}, I_{EM}	Valor máximo (de pico) de la corriente total
I_{bm}, I_{cm}, I_{em}	Valor máximo (de pico) de la componente variable de la corriente
I_{CBO}	Corriente de corte de colector (emisor abierto)
I_{CEO}	Corriente de corte de colector (base abierta)
I_{CBS} o I_{CES}	Corriente de corte de colector (emisor cortocircuitado a base)
I_{EBO}	Corriente de corte de emisor (colector abierto)
I_{FAV}	Corriente directa total media de un diodo (para distinguir entre media y continua en caso necesario)
I_{FM}	Corriente directa de pico de un diodo
I_{RRM}	Corriente inversa de pico recurrente de un diodo
I_{RSM}	Corriente inversa de pico no recurrente de un diodo
I_{ZM}	Corriente zener de pico
I_{ZS}	Corriente zener no recurrente
P_{tot}	Disipación total de potencia en el dispositivo
P_{ZM}	Disipación de potencia zener de pico
P_{ZSM}	Disipación de potencia zener de pico no recurrente
r_D	Resistencia serie (interna) de diodo
R_S	Resistencia de la fuente
$R_{th\,j\text{-}a}$	Resistencia térmica desde la unión al ambiente
$R_{th\,j\text{-}mb}$	Resistencia térmica desde la unión a la base de montaje
$R_{th\,j\text{-}c}$	Resistencia térmica desde la unión a la caja
$R_{th\,mb\text{-}h}$	Resistencia térmica desde la base de montaje al radiador térmico
r_z	Resistencia de pendiente dinámica de un diodo zener
S_z	Coeficiente de temperatura de la tensión de funcionamiento de un diodo zener
T_{amb}	Temperatura ambiente
T_{case}	Temperatura de la caja
t_d	Tiempo de retardo
t_f	Tiempo de caída
t_{fr}	Tiempo de recuperación directa de un diodo
T_j	Temperatura de la unión
t_{off}	Tiempo de desconectado ($t_{off}=t_s+t_f$)
t_{on}	Tiempo de conectado ($t_{on}=t_d+t_r$)
t_r	Tiempo de subida
t_{rr}	Tiempo de recuperación inversa de un diodo
t_s	Tiempo de almacenamiento
T_{stg}	Temperatura de almacenamiento
V_{BB}, V_{CC}, V_{EE}	Tensión de alimentación
V_{BEfl}	Tensión flotante de base/emisor (base abierta)
V_{BEsat}, V_{CEsat}	Tensión de saturación en las condiciones especificadas de saturación
$V_{(BR)}$	Tensión de ruptura
$V_{(BR)CBO}, V_{(BR)CEO}$, $V_{(BR)EBO}$	Tension de ruptura entre el terminal indicado por el primer subíndice y el terminal de referencia (segundo subíndice) cuando el tercer terminal está en circuito abierto
$V_{(BR)CER}$	Tensión de ruptura de colector/emisor con una resistencia especificada entre emisor y base
$V_{(BR)CES}$	Tensión de ruptura colector/emisor con el emisor cortocircuitado a la base
$V_{CBO}, V_{CEO}, V_{EBO}$	Tensión del terminal indicado por el primer subíndice con respecto al terminal de referencia (segundo subíndice) con el tercer terminal en circuito abierto
V_{CEK}	Tensión de codo en las condiciones especificadas
V_{CER}	Tensión de colector/emisor con una resistencia especificada entre emisor y base
V_{CES}	Tensión de colector/emisor con el emisor cortocircuitado a la base
$V_{CE,\,sust}$	Tensión de mantenimiento de colector/emisor en la condición indicada por el tercer subíndice
V_{CEX}	Tensión de colector/emisor en un circuito especificado. Este símbolo que se usa comúnmente para indicar una unión de emisor polarizada inversamente
V_{EBfl}	Tensión flotante de emisor/base (emisor abierto)
V_{FM}	Tensión directa de pico de un diodo
V_{pt}	Tensión de perforación
V_{RM}	Tensión inversa de pico de un diodo
V_{RSM}	Tensión inversa de pico no recurrente de un diodo
y_{ib}, y_{ie}	Admitancia de entrada
g_{ib}, g_{ie}	Conductancia de entrada
C_{ib}, C_{ie}	Capacidad de entrada
b_{ib}, b_{ie}	Susceptancia de entrada
$\varphi_{ib}, \varphi_{ie}$	Angulo de fase de la admitancia de entrada
	} Salida cortocircuitada para la C.A.
y_{fb}, y_{fe}	Admitancia de transferencia
g_{fb}, g_{fe}	Conductancia de transferencia
C_{fb}, C_{fe}	Capacidad de transferencia
$\varphi_{fb}, \varphi_{fe}$	Angulo de fase de la admitancia de transferencia
	} Salida cortocircuitada para la C.A.
y_{ob}, y_{oe}	Admitancia de salida
g_{ob}, g_{oe}	Conductancia de salida
C_{ob}, C_{oe}	Capacidad de salida
b_{ob}, b_{oe}	Susceptancia de salida
$\varphi_{ob}, \varphi_{oe}$	Angulo de fase de la admitancia de salida
	} Entrada cortocircuitada para la C.A.
y_{rb}, y_{re}	Admitancia de realimentación
g_{rb}, g_{re}	Conductancia de realimentación
C_{rb}, C_{re}	Capacidad de realimentación
$\varphi_{rb}, \varphi_{re}$	Angulo de fase de la admitancia de realimentación
	} Entrada cortocircuitada para la C.A.

[1]) Como excepción de la regla general para los parámetros eléctricos, las capacidades se representan por la letra mayúscula

ESTUDIO LOGICO DE CIRCUITOS DE CONTROL PARA MOTORES PASO A PASO

por J. I. ACHA, G. RODRÍGUEZ-IZQUIERDO y A. CIVIT

Las múltiples aplicaciones de los motores paso a paso a procesos automáticos justifican la importancia de una unidad de control que emplee circuitos digitales integrados. Básicamente el motor utilizado (Miniwatt W02-5268) está constituido por dos estatores devanados y un rotor de imán permanente, y posee ocho terminales de entrada, cuatro por cada estator, a los que deben aplicarse los impulsos de control siguiendo una secuencia determinada. Al recibir estos impulsos, el rotor avanza o retrocede de modo discontinuo, a saltos o pasos de 7,5 grados por cada impulso.

Introducción

La figura 1 (*) representa esquemáticamente el motor reducido a una representación lineal con sus ocho terminales de entrada (las tomas centrales corresponden a dos conexiones, de modo que no se trata de un devanado con toma central, sino de dos devanados independientes). El número de pasos que da el rotor es igual al número de veces que se conmutan las llaves *S1* y *S2* entre las posiciones *A1* y *B1*, y *A2* y *B2*, respectivamente. El sentido de giro depende del orden en que se conmuten y se indica en la tabla siguiente:

	S1	
S2	*A1*	*B1*
A2	1	2
B2	4	3

Como ejemplo supongamos el rotor en el estado 1, con las llaves *S1* y *S2* en las posiciones *A1* y *A2*. Si queremos dar un paso en el sentido de las agujas de un reloj, conmutamos *S1* a la posición *B1*, dejando inalterada *S2*. Si el paso se quiere dar en sentido contrario, dejamos *S1* inalterada, y *S2* se conmuta a la posición *B2*.

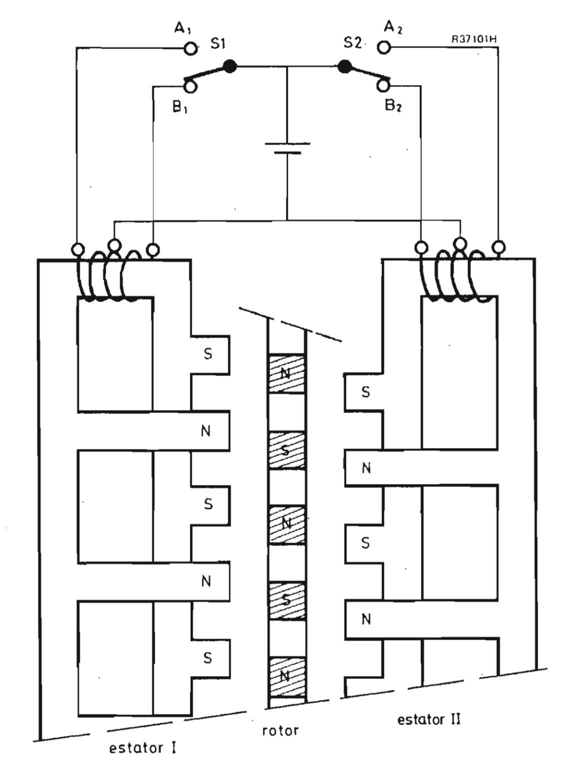


Figura 1

Diagramas de tiempo

La figura 2 representa los diagramas de tiempo de dos tipos de entradas y la salida de la unidad de control. En la figura 2*a* los trenes de impulso positivo son las entradas al codificador; cada impulso hace dar un paso al rotor en uno u otro sentido, según el terminal por el que recibe el impulso.

El otro tipo de entrada viene representado en la figura 2*b*: *C* es un tren de impulsos positivos y *W* una señal de control del sentido de giro. El rotor gira un paso a cada impulso del tren, dependiendo el sentido de giro de que el valor de la señal de control sea 0 ó 1. La figura 2*c* representa las entradas (salidas del codificador) a los cuatro terminales *A1*, *A2*, *B1* y *B2* del motor, siguiendo las secuencias de giro, en sentido horario o antihorario, impuestas por las ondas de entrada de las figuras 2*a* y 2*b*.

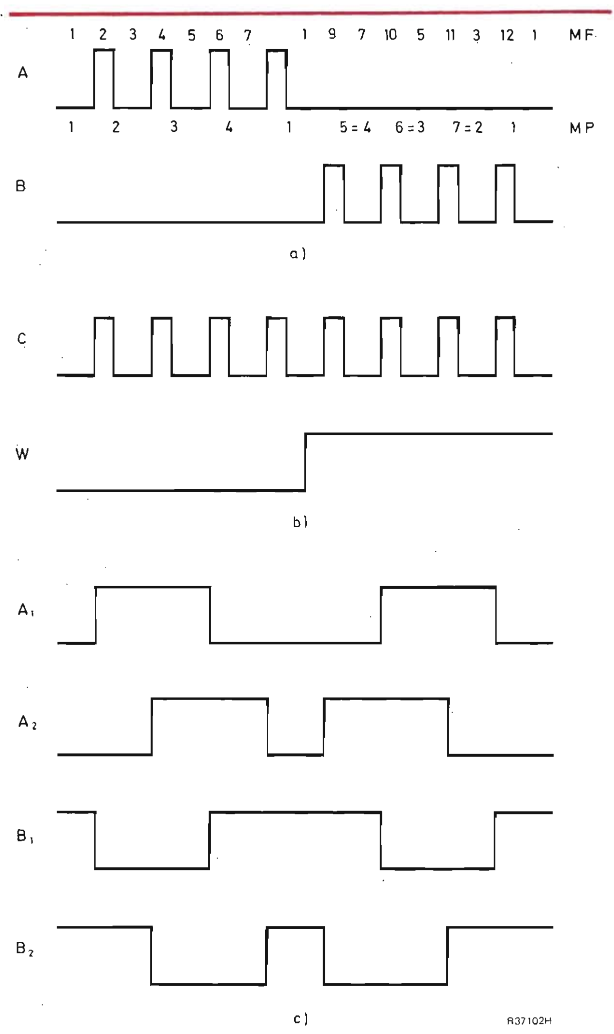


Figura 2

Diseño de una unidad de control que opera en el "modo fundamental"

En éste y los siguientes parágrafos se hace el estudio lógico de los distintos circuitos secuenciales que pueden realizarse según el modo de operación que se adopte en el diseño.

Cualquier circuito secuencial diseñado para operar en el modo fundamental posee una mayor complicación en cuanto a circuitería, a la vez que una mayor fiabilidad en su funcionamiento, y no requiere elementos de retardo a menos que presente algún azar esencial. Su uso es normal cuando la anchura de los impulsos de entrada no puede ser controlada y no es posible operar en el modo de pulso.

Se toma como entrada a la unidad de control las formas de onda de la figura 2*a*. Todas las posibles combinaciones dan lugar a doce estados que son especificados en la tabla de fases primitiva

A / B	00	01	11	10	*A1*	*A2*
a	(1)	9	–	2	0	0
b	3	–	–	(2)	1	0
c	(3)	12	–	4	1	0
d	5	–	–	(4)	1	1
e	(5)	11	–	6	1	1
f	7	–	–	(6)	0	1
g	(7)	10	–	8	0	1
h	1	–	–	(8)	0	0
i	7	(9)	–	–	0	1
j	5	(10)	–	–	1	1
k	3	(11)	–	–	1	0
l	1	(12)	–	–	0	0

En la figura 2 se muestran los distintos estados en la línea donde aparecen las letras MF (modo fundamental) (fig. 2*a*) y los valores correspondientes a estos estados de las entradas y de las salidas (figuras 2*a* y 2*c*, respectivamente). En el diagrama de tiempos hemos supuesto

que nunca $A=B=1$; esta columna de la tabla de fases queda vacía y se emplea para minimizar la función.

No es posible reducir el número de estados que será doce, pero sí reducir el número de filas aplicando la operación de "unir" (*merger*)

b	3	–	–	(2)	}	3	(11)	–	(2)	b,k
k	3	(11)	–	–						
d	5	–	–	(4)	}	5	(10)	–	(4)	d,j
j	5	(10)	–	–						
f	7	–	–	(6)	}	7	(9)	–	(6)	f,i
i	7	(9)	–	–						
h	1	–	–	(8)	}	1	(12)	–	(8)	h,l
l	1	(12)	–	–						

En la tabla de fases unida

A B	00	01	11	10	
a	(1)	9	–	2	1
b, k	3	(11)	–	(2)	2
c	(3)	12	–	4	3
d, j	5	(10)	–	(4)	4
e	(5)	11	–	6	5
f, i	7	(9)	–	(6)	6
g	(7)	10	–	8	7
h, l	1	(12)	–	(8)	8

el número de filas es 8. Aunque el número de estados sigue siendo doce, el número de variables internas necesarias es tres, pues es posible dar a distintos estados la misma asignación, siempre que estén en distinta columna.

Para determinar los valores que deben tomar las variables internas es necesario estudiar el diagrama de transición. Dicho diagrama es un cubo, y es posible, con sólo tres variables, hacer la asignación secundaria de los estados internos, libre de toda carrera crítica. Teniendo en cuenta este resultado, se forma la tabla de fluencia

A B / x y z	00	01	11	10	
000	(1)	9	–	2	1
001	7	(9)	–	(6)	6
011	(5)	11	–	6	5
010	3	(11)	–	(2)	2
110	(3)	12	–	4	3
111	5	(10)	–	(4)	4
101	(7)	10	–	8	7
100	1	(12)	–	(8)	8

y las matrices de transición y de salida

A B / x y z	00	01	11	10
000	000	001	–	010
001	101	001	–	001
011	011	010	–	001
010	110	010	–	010
110	110	100	–	111
111	011	111	–	111
101	101	111	–	100
100	000	100	–	100
	X – Y – Z			

A x B / y z	00	01	11	10
000	00	0∅	–	∅0
001	01	01	–	01
011	11	1∅	–	∅1
010	10	10	–	10
110	10	∅0	–	1∅
111	11	11	–	11
101	01	∅1	–	0∅
100	00	00	–	00

A1 – A2

La realización práctica se hace con puertas NO-Y (NAND), coincidiendo las matrices de transición y excitación. Para hallar las ecuaciones lógicas del circuito, se ha empleado la técnica normal de diseño de dos niveles para circuitos de varias funciones de salida. Existen cinco variables y cinco funciones, que se pueden reducir a tres, ya que si se elige convenientemente el valor de las ∅ (que corresponden a combinaciones de entrada inexistentes "don't care") en la matriz de salida, se cumple que $Y = A1$ y $Z = A2$. El problema de la minimización de las funciones se resuelve por el método de McKluskey generalizado (*tag method*). Las primeras implicantes han sido halladas usando un programa (**) para su obtención, que se ha realizado empleando una calculadora de mesa.

La obtención de las implicantes esenciales se ha hecho por el método tabular generalizado y son:

$$X = \bar{A}\bar{B}y\bar{z} + Bx + Ax + \bar{A}\bar{B}\bar{y}z$$

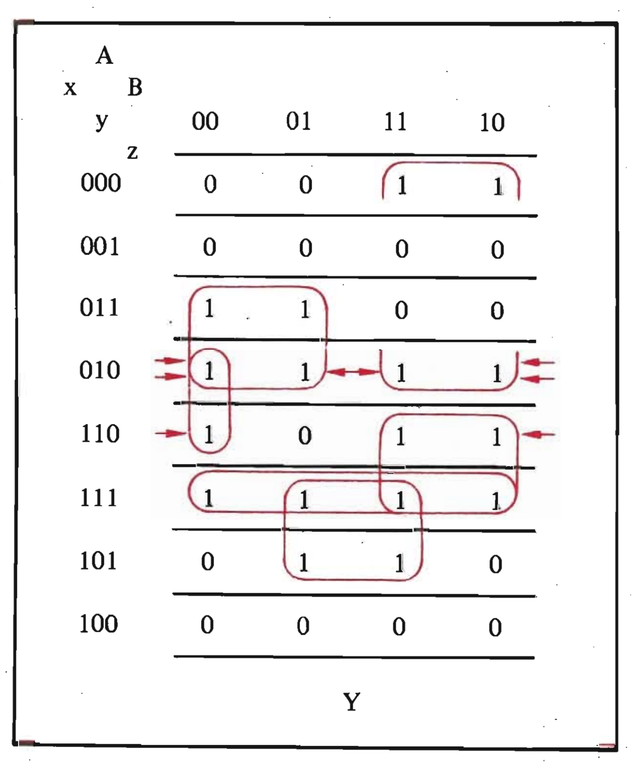
$$Y = A\bar{x}\bar{z} + \bar{A}\bar{x}y + \bar{x}y\bar{z} + \bar{A}\bar{B}y\bar{z} + Axy + xyz + Bxz$$

$$Z = B\bar{x}\bar{y} + \bar{B}\bar{x}z + \bar{x}\bar{y}z + \bar{A}\bar{B}\bar{y}z + Axy + xyz + Bxz$$

No se ha empleado la técnica de diseño de los circuitos combinacionales libres de azares, ya que en un circuito secuencial que opera en el modo fundamental no todas las posibilidades de azar llevan a un comportamiento transitorio anómalo. En las tablas siguientes se muestran las implicantes esenciales de las funciones *X*, *Y* y *Z*.

A x B / y z	00	01	11	10
000	0	0	0	0
001	1	0	0	0
011	0	0	0	0
010	1	0	0	0
110	1	1	1	1
111	0	1	1	1
101	1	1	1	1
100	0	1	1	1

X



A x B / y z	00	01	11	10
000	0	0	1	1
001	0	0	0	0
011	1	1	0	0
010	1	1	1	1
110	1	0	1	1
111	1	1	1	1
101	0	1	1	0
100	0	0	0	0

Y

xyz \ AB	00	01	11	10
000	0	1	1	0
001	1	1	1	1
011	1	0	0	1
010	0	0	0	0
110	0	0	1	1
111	1	1	1	1
101	1	1	1	0
100	0	0	0	0

Z

Un azar estático en el conjunto de los 1 se da si, tomando dos productos esenciales, su consensus no aparece como producto o no está contenido en algún producto. La tabla de la función X presenta cuatro azares en el conjunto de los 1, señalados por unas rayas entre las celdas que se producen. Estudiemos uno de ellos: la celda 00110 ($ABxyz$) es un estado estable (3), y la celda 01110 es ocupada por el estado inestable 2, por lo que la única transición posible es el paso 00110 → 01110. Este paso entraña el cambio B=0, $\overline{B}$=1 → B=1, $\overline{B}$=1 → B=1, $\overline{B}$=0 que excluye la posibilidad de azar. Igual ocurre con las otras celdas, y la función X está libre de azar.

La función Y presenta un azar entre las celdas 10010 → 00010, pues la variable A sigue la siguiente secuencia A=1, $\overline{A}$=0 → A=0, $\overline{A}$=0 → A=0, $\overline{A}$=1, siendo en cierto momento ambas, A y $\overline{A}$, iguales a 0. Este azar es indicado por dos rayas entre las celdas en que ocurre. Se elimina introduciendo el producto $\overline{x}y\overline{z}$.

En la función Z aparece un azar que se elimina añadiendo el producto $\overline{x}\overline{y}z$.

Azares estáticos en el conjunto de los 0 no existen, pues si se analiza la realización práctica representada en la figura 3 nunca aparece el producto inestable $m\overline{m}$, donde m es una variable cualquiera, y m y $\overline{m}$ se consideran como variables distintas.

No existe ningún azar dinámico, ya que una condición necesaria para que ocurra es la presencia de un producto inestable en el conjunto de los 0.

En el modo fundamental es necesario comprobar si existen azares esenciales. En nuestro caso, cualquier estado y cualquier variable de entrada representan, en la tabla de fases, un azar esencial, pues el estado al que va, dado que existe un cambio en la variable de entrada, es distinto al que va cuando existen tres cambios en la misma variable. Como ejemplo, supongamos la variable B y el estado 1.

	B	Estado
1^er^ cambio	0 —— 1	1 —— 9
2º cambio	1 —— 0	9 —— 7
3^er^ cambio	0 —— 1	7 —— 10

donde los estados 9 y 10 son distintos. Si, debido a la circuitería, aparecen retrasos en el circuito combinacional, estos azares esenciales tienen que ser eliminados introduciendo retrasos en las variables de entrada o en las realimentaciones. De todos modos, usando circuitos lógicos de velocidad media estos azares no surgen en la práctica. La realización práctica se representa en la figura 3.

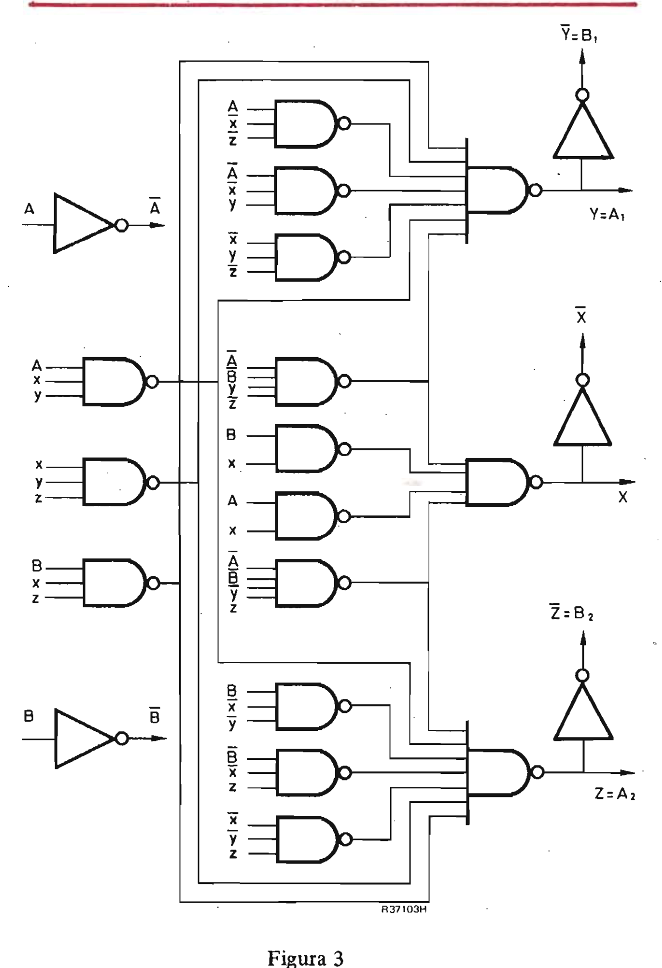


Figura 3

Diseño de una unidad de control que opera en el "modo de pulso"

Un circuito que opera en el modo de pulso se caracteriza porque la anchura de los impulsos de entrada no puede ser superior a un valor dado, y cada impulso de entrada causa sólo un cambio en los estados internos. La primera condición es necesaria cuando se supone que el circuito responde a la subida del impulso de entrada.

Suponemos aquí que la figura 2*a* es la entrada al circuito. La tabla de fases primitiva muestra todos los estados, que corresponden en la figura 2*a* a la fila MP (modo de pulso).

A / B	00	01	11	10
	(1),00	4,0Ø	–	2,0Ø
	(2),10	1,Ø0	–	3,1Ø
	(3),11	7,1Ø	–	4,Ø1
	(4),01	6,Ø1	–	1,0Ø
	(5),01	6,Ø1	–	1,0Ø
	(6),11	7,1Ø	–	4,Ø1
	(7),10	1,Ø0	–	3,1Ø

Puesto que los estados 5 y 4, 6 y 3, y 7 y 2 tienen sus próximos estados y salidas idénticos, se reduce el número de filas a cuatro.

La tabla de fases reducida, con las filas 2 y 4 cambiadas para que al asignar los estados internos las combinaciones de *x* e *y* queden adecuadamente ordenadas:

x y / A B	00	01	11	10
00	(1),00	4,01	–	2,10
01	(4),01	3,11	–	1,00
11	(3),11	2,10	–	4,01
10	(2),10	1,00	–	3,11

A1 – A2

x y / A B	00	01	11	10
00	00	01	–	10
01	01	11	–	00
11	11	10	–	01
10	10	00	–	11

X – Y

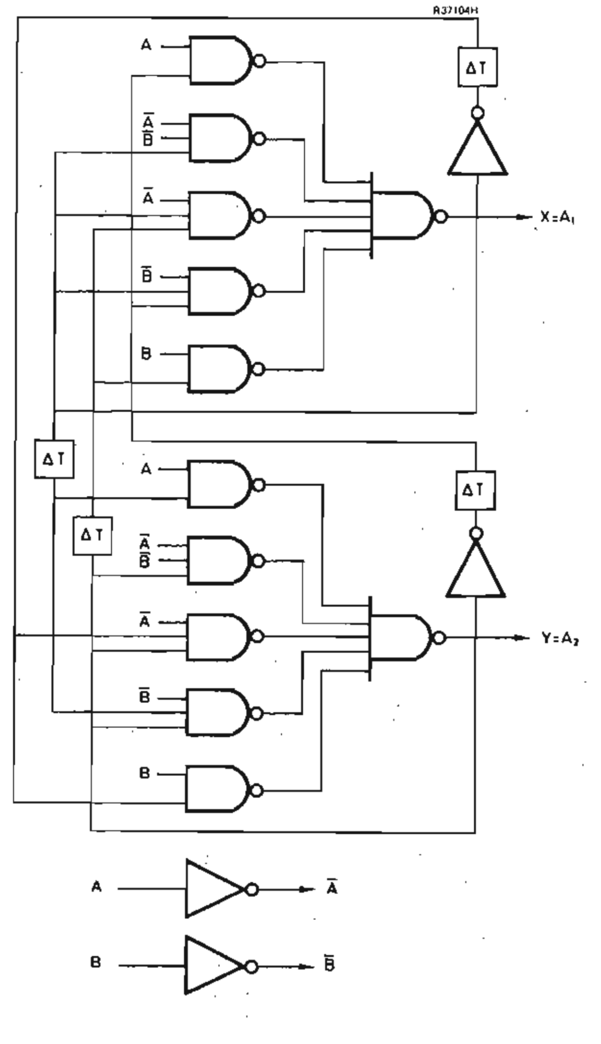


Figura 4

La matriz de transición y la de salida coinciden. Las funciones X e Y, libres de azares estáticos y dinámicos, vienen dadas por

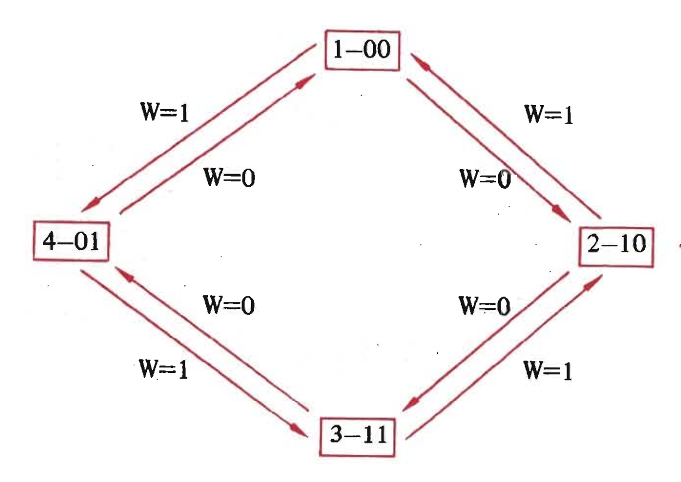
$$X = A\bar{y} + By + \bar{A}\bar{B}x + \bar{A}xy + \bar{B}x\bar{y}$$

$$Y = Ax + B\bar{x} + \bar{A}\bar{B}y + \bar{A}xy + \bar{B}xy$$

Las funciones se realizan como representa la figura 4, donde los elementos de retardo ΔT dependen de la anchura de los impulsos de entrada.

Diseño de una unidad de control que opera en el "modo de pulso" y se realiza con biestables integrados J-K

La unidad consiste en un decodificador cuyas entradas son un tren de impulsos positivos y una señal digital de control del sentido de giro, como se indica en la figura 2*b*, donde quedan completamente definidos los estados de las salidas y cómo se realizan las transiciones entre ellos cuando ocurre un impulso según el estado de la señal de control. El diagrama de estado primitivo define cuatro estados posibles. Es de notar que el tren de impulsos positivos C no aparece explícitamente en el diagrama de estado, ya que se sabe que la transición tiene lugar sólo cuando un impulso de entrada se presenta.



Para su construcción se han tenido en cuenta todas las transiciones posibles entre los estados definidos en la figura 2*b*. Por ejemplo, el estado 1, cuya salida es 00, puede pasar al estado 2, cuya salida es 10, si ocurre un impulso y la señal de control W es igual a 0. Si la señal de control es igual a 1 y ocurre un impulso, el estado 1 pasaría al estado cuya salida es 01. De igual modo, del estado 2 podemos pasar al 3 con $W=0$ y 11 en la salida, o regresar al estado 1 con $W=1$ y 00 en la salida.

No es posible la reducción del número de estados y, por tanto, el circuito necesita dos biestables para su realización práctica. La asignación secundaria de los biestables se puede hacer de forma que coincida con la propia salida del circuito. La tabla de transición es:

Estado	Estado de los biestables					
	Presente		Próximo W			
			0		1	
	Q1	*Q2*	*Q1*	*Q2*	*Q1*	*Q2*
1	0	0	1	0	0	1
2	1	0	1	1	0	0
3	1	1	0	1	1	0
4	0	1	0	0	1	1

Se han empleado biestables del tipo *JK* cuya tabla de excitación es

Q^n	Q^{n+1}	J	K
0	0	0	∅
0	1	1	∅
1	0	∅	1
1	1	∅	0

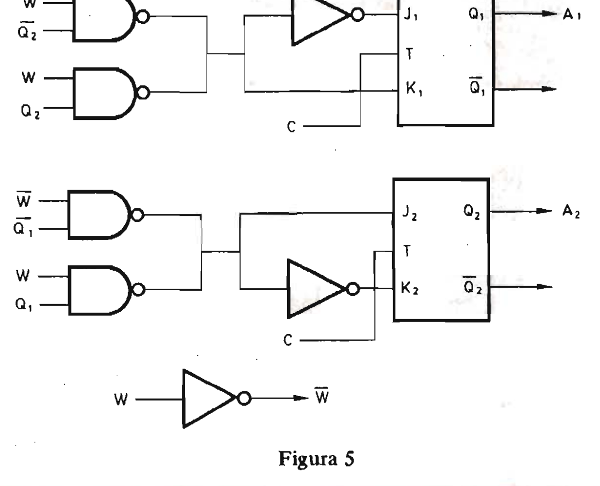


Figura 5

donde ∅ representa que el valor lógico de la variable correspondiente puede ser indistintamente 0 ó 1 (*don't care*). Las matrices de excitación o de control de los biestables sirven para deducir las funciones lógicas $J1$ y $K1$ del biestable 1, y $J2$ y $K2$ del biestable 2

W / Q1 Q2	0	1
00	1∅	00
01	0∅	1∅
11	∅1	∅0
10	∅0	∅1
	J1–K1	

W / Q1 Q2	0	1
00	0∅	1∅
01	∅1	∅0
11	∅0	∅1
10	1∅	0∅
	J2–K2	

Su construcción es sencilla: supongamos la celda 000 ($WQ1Q2$) de las funciones $J1K1$ que corresponde al estado 1, y a la señal de control con valor 0; si ocurre un impulso la transición, según el diagrama de estado, se hace al estado 2. Ello requiere que el biestable 1 cambie de 0 a 1, o sea, que las entradas de control $J1$ y $K1$ estén, según indica la tabla de excitación, en el valor 1∅.

Asignando los valores más convenientes a las ∅, las funciones mínimas son:

$$J1 = \overline{W}\overline{Q}2 + WQ2 \qquad J2 = \overline{W}Q1 + W\overline{Q}1$$

$$K1 = \overline{W}Q2 + W\overline{Q}2 \qquad K2 = \overline{W}\overline{Q}1 + WQ1$$

Las funciones $K1$ y $J2$ son iguales a las O–exclusiva de W y $Q2$, y W y $Q1$ respectivamente. Además se cumple que $J1 = \overline{K1}$ y $K2 = \overline{J2}$.

Existen puertas integradas que hacen directamente la operación O–exclusiva. En la realización representada en la figura 5 se ha hecho uso de la operación O por conexión (*wired-Or*). Ya que los biestables *JK* responden a la bajada del impulso de control, no son necesarios los elementos de retardo, ni existe ningún problema con la anchura de los impulsos de entrada. Es interesante hacer notar que, en las dos unidades anteriores, la respuesta era a la subida del impulso, mientras que en esta última, debido a la naturaleza interna de los biestables integrados, lo es a la bajada.

Tal como se han realizado los circuitos de control, existe la posibilidad de que dicho circuito posea un comportamiento transitorio anómalo por la presencia de azares estáticos en el conjunto de los 0, y debido al retraso introducido por el inversor en una de las salidas. Dicho comportamiento no afecta a la unidad, ya que, debido a la baja frecuencia a que funciona todo dispositivo electromecánico, al ocurrir el siguiente impulso el estado estacionario ha sido alcanzado.

Observación: experimentalmente hemos realizado las unidades que operan en "modo de pulso". Para la primera, realizada con puertas NO-Y (NAND), hemos usado los siguientes circuitos integrados:

FCH111 [1 puerta NO-Y (NAND) de 8 entradas normales y 2 de expansión] 2 unidades,
FCH171 [3 puertas NO-Y (NAND) de 3 entradas] 2 unidades,
FCH191 [4 puertas NO-Y (NAND) de 2 entradas] 1 unidad, y
FCH211 (6 inversores) 1 unidad.

En la segunda unidad se han usado:

FCJ211 (Doble biestable *JK* ordenador-seguidor) 1 unidad, y
FCH191 [4 puertas NO-Y (NAND) de 2 entradas] 2 unidades.

Notas:

(*) *Motores paso a paso.* Revista Miniwatt, vol. 6, nº 2. Marzo 1967.
(**) *Minimización de funciones lógicas mediante una calculadora de mesa.* S. Bracho, J. I. Acha y A. Civit. XV Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física y Química. Tarragona 1971.

Bibliografía

Introduction to theory of switching circuits. E. J. McCluskey. McGraw Hill 1965.
Logic design with integrated circuits. W. E. Wickes. Wiley 1968.
Logical design of switching circuits. D. Lewin. Nelson 1968.

SUPRESION DE TENSIONES TRANSITORIAS CON DIODOS REGULADORES DE TENSION

La experiencia ha demostrado que las tensiones transitorias que aparecen en sistemas electrónicos son varias veces mayores que los valores en régimen permanente, por lo cual son una de las principales causas del fallo de componentes. Además, pueden ocasionar interferencias de radio y operaciones espurias del equipo. Gracias a los diodos reguladores de tensión, capaces de disipar elevadas potencias durante cortos intervalos de tiempo, actualmente pueden suprimirse fácilmente dichas tensiones transitorias. Antes de describir los circuitos de aplicación, trataremos brevemente del origen y naturaleza de las tensiones transitorias.

TENSIONES TRANSITORIAS

Las tensiones transitorias pueden originarse en la fuente de alimentación del circuito o en alguna conmutación dentro del mismo circuito. Su presencia no está restringida a un tipo de alimentación, sino que se presentan igualmente en circuitos de c.a. y de c.c. Más frecuentemente se producen por interrupción de la corriente en una carga inductiva, pero también pueden ser consecuencia de la desconexión de una carga si la alimentación es común a cierto número de unidades.

Debido a su corta duración y a su presencia aleatoria, los transitorios de tensión no son fáciles de observar y, hasta hace poco, habían sido poco estudiados. Sin embargo, el fallo inexplicable de dispositivos semiconductores ha obligado a estudiar con detalle las características de los transitorios (por ejemplo, sus amplitudes, tiempos de subida y bajada, y frecuencia de recurrencia) tanto en sistemas de corriente alterna como de continua.

En alimentaciones por la red está generalmente aceptado que la tensión total entre fase y neutro puede, a veces, llegar a 1 kV, de los cuales la tensión transitoria vale por lo menos 650 V. En algunas instalaciones industriales, aparecen puntas de 400 V dos veces al día por término medio, y puntas de 200 V unas 500 veces al día.

En sistemas de corriente continua, en particular los de vehículos, la conmutación de relés y solenoides produce tensiones superiores a 1 kV en bobinas de 28 V. La conmutación de la carga puede producir puntas de 100 V a 120 V, con duraciones de hasta 50 ms.

En general, las altas tensiones duran tiempos relativamente cortos y las sobretensiones bajas duran más tiempo.

SUPRESIÓN EN PARALELO

La figura 1 presenta el circuito general de un supresor en paralelo que emplea un diodo regulador de tensión.

En funcionamiento normal (es decir, sin transitorios), la tensión zener V_Z del diodo es mayor que la tensión en la carga V_L, de modo que el diodo no conduce. Durante un transitorio, cuando la tensión de alimentación V_S se eleva por encima de su valor normal y V_L aumenta, el diodo conduce y limita la subida de la tensión.

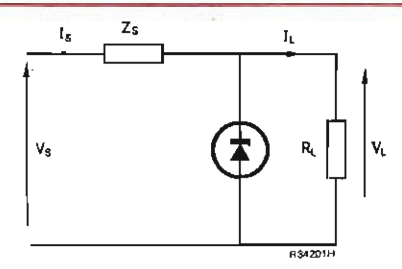


Fig. 1. Circuito supresor en paralelo, con diodo regulador de tensión

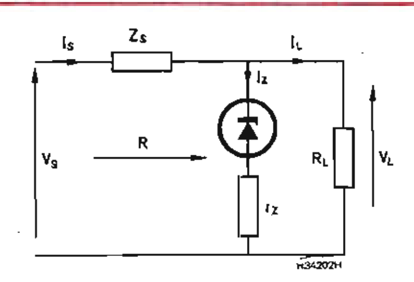


Fig. 2. Circuito equivalente al de la figura 1

La figura 2 representa el circuito equivalente del representado en la figura 1.

La capacidad del diodo puede despreciarse. Se supone que $r_Z \ll R_L$, ya que en caso contrario V_L aumentará demasiado durante el transitorio. En la figura 2, la resistencia equivalente R durante el transitorio ($V_L > V_Z$) viene dada por:

$$R \simeq \frac{V_L}{V_L - V_Z} \cdot r_Z \, .$$

Ahora bien

$$I_S = \frac{V_S - V_L}{Z_S}$$

y

$$V_L = I_S \, R.$$

Por tanto:

$$V_L \simeq \frac{V_S - V_L}{Z_S} \cdot \frac{V_L}{V_L - V_Z} \cdot r_Z \, .$$

Durante el transitorio,

$$V_S >> V_L.$$

Así, pues,

$$V_L \simeq \frac{V_S}{Z_S} \cdot \frac{V_L}{V_L - V_Z} \cdot r_Z \, ,$$

es decir:

$$V_L \simeq V_Z + \left\{ \frac{r_Z}{Z_S} \cdot V_S \right\}.$$

Z_S está formada casi exclusivamente por la inductancia de la alimentación.

Las curvas de la figura 3, deducidas suponiendo la

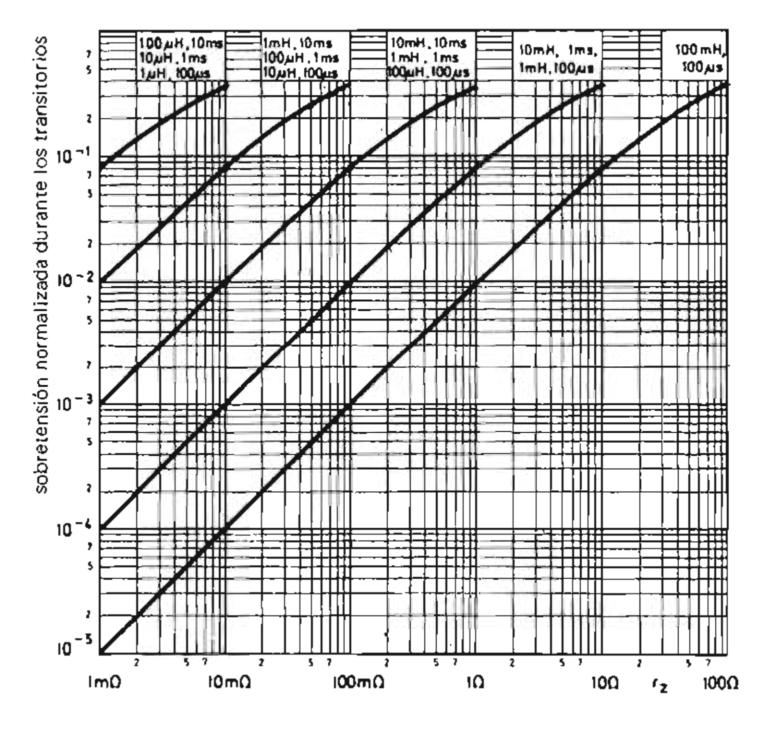


Fig. 3. Sobretensión normalizada por encima de la tensión de zener, en función de la impedancia dinámica del diodo, para varios valores de la inductancia de la red y duración del transitorio

forma de onda hipotética de la figura 4, relacionan las sobretensiones normalizadas, por encima de la tensión de zener, y r_Z, para varios valores de la inductancia de la línea y duración del transitorio. La forma de onda de la figura 4, con su brusca subida y su caída más lenta es típica de muchos transitorios. La figura 5 relaciona valores típicos de r_Z con la corriente transitoria I_Z, para varios tipos de diodo.

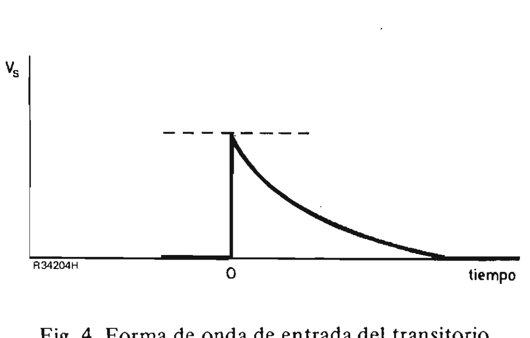
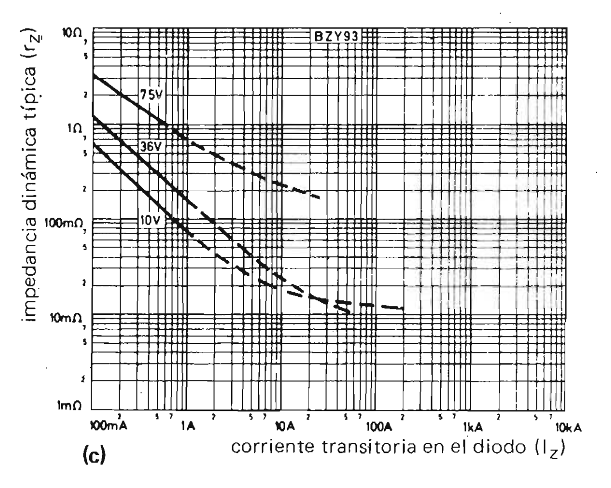
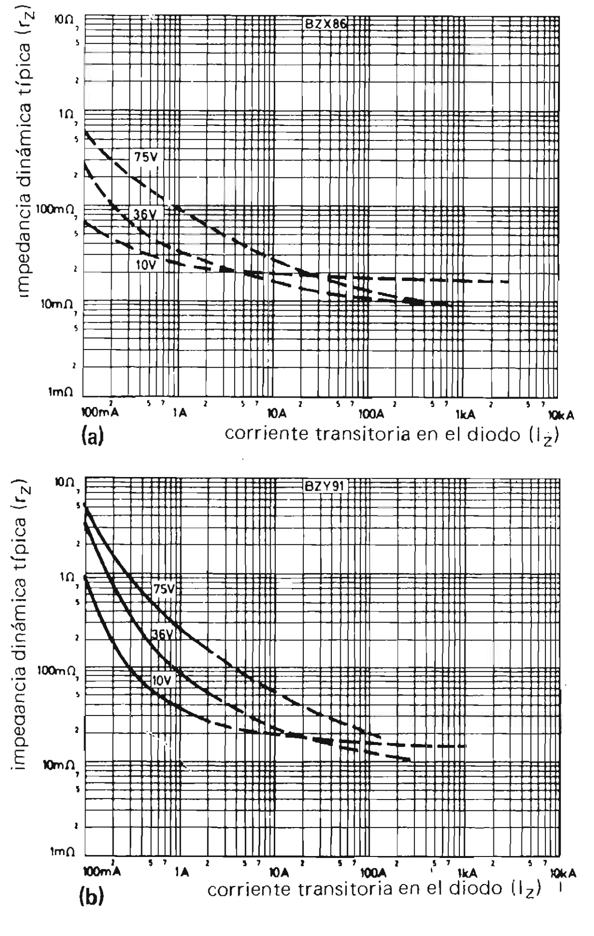
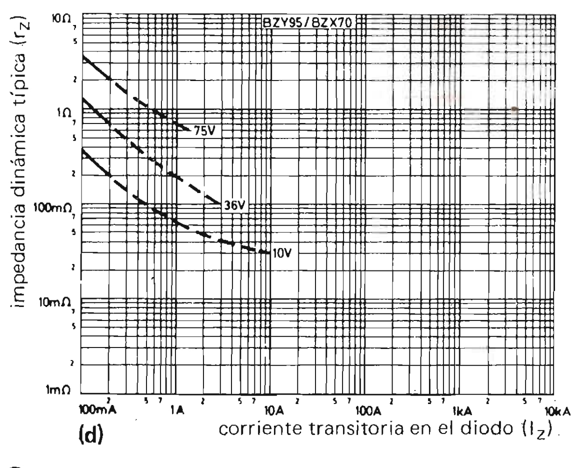


Fig. 4. Forma de onda de entrada del transitorio







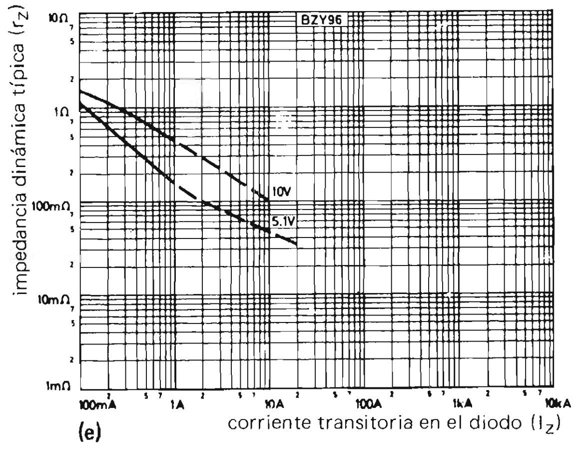


Fig. 5. Impedancia dinámica típica del diodo en función de la corriente transitoria, para varios tipos de diodo y varios valores de la tensión zener

LÍMITES DE POTENCIA EN IMPULSOS NO REPETITIVOS

Generalmente, los transitorios se presentan aleatoriamente y, en comparación con su duración, el período entre impulsos es largo. El ciclo de trabajo es, pues, muy bajo y en muchos casos las condiciones son no repetitivas.

La figura 6 presenta curvas que relacionan el límite de potencia en impulsos no repetitivos y la duración del impulso para distintos diodos. La duración del impulso varía de 100 μs a 1 s, y los límites indicados corresponden a una temperatura de la unión de 25 °C. Determinada la potencia del impulso que hay que disipar (véase apartado siguiente), los tipos de diodo cuyas curvas se encuentran por encima de la potencia calculada para una duración determinada podrán disipar la energía del transitorio.

ELECCIÓN DEL DIODO

El siguiente ejemplo ilustra un método para elegir el diodo adecuado.

Ejemplo:

Consideremos un sistema de 28 V. Supongamos que las medidas efectuadas dan:

amplitud del transitorio	= 200 V
duración del transitorio	= 100 μs
inductancia de la fuente de alimentación	= 100 μH

En funcionamiento normal, el diodo no debe conducir. Su tensión debe ser, por tanto, más alta que el valor máximo de la tensión de alimentación, por ejemplo 36 voltios.

Como hipótesis inicial, supongamos que r_Z = 20 mΩ.

Según la figura 3, la sobretensión normalizada es de 2×10^{-2} V/V.

Por tanto, la sobretensión es igual a $2 \times 10^{-2} \times 200 =$ 4 voltios.

Esta tensión es el resultado de la corriente transitoria que pasa por r_Z.

La tensión total entre extremos del diodo durante el transitorio es igual a (36 + 4) = 40 voltios.

Como r_Z = 20 mΩ, I_Z = 200 amperios.

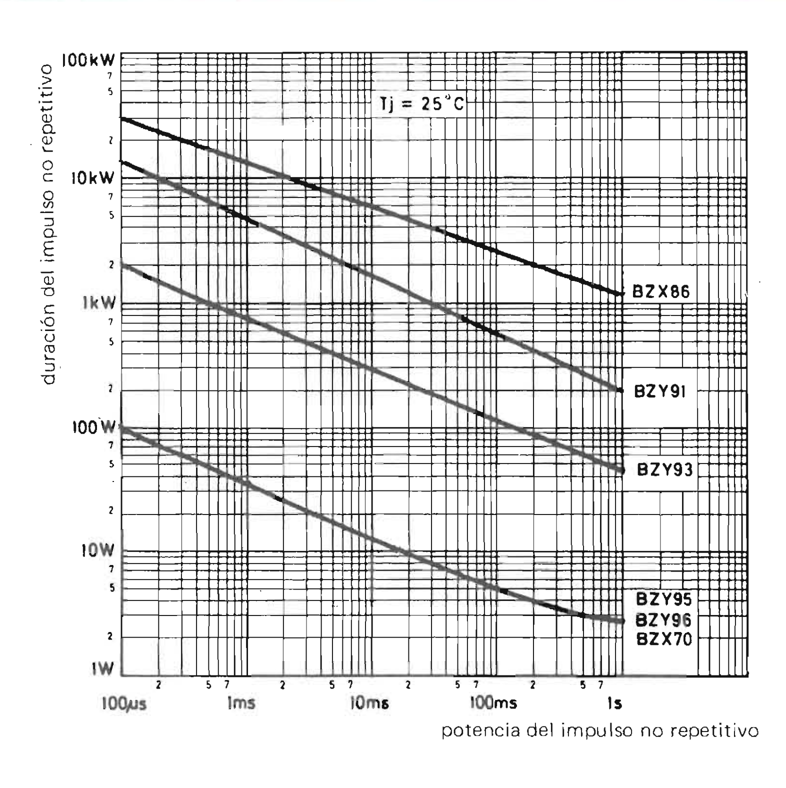


Fig. 6. Límite de potencia de un impulso no repetitivo en diodos regulador · de tensión, en función de la duración del transitorio.

Así, en primera aproximación, la potencia del impulso es de 40 x 200 W = 8 kilovatios.

La figura 6 indica que el diodo BZY91 puede disipar 8 kW durante 100 μs.

Pueden utilizarse ahora las curvas de la figura 5 para determinar un valor más exacto de r_Z. Según la figura 5*b*, resulta que para 200 A la resistencia dinámica del diodo BZY91 de 36 voltios (BZY91-C36) vale aproximadamente 12 mΩ. Con este nuevo valor de r_Z, la repetición del proceso señalado antes da los valores siguientes:

sobretensión normalizada	$= 1{,}2 \times 10^{-2}$ V/V
sobretensión	= 2,4 V
tensión total en el diodo	= 38,4 V
I_Z	= 200 A
potencia del impulso	= 7,7 kW

Estos valores confirman que el diodo BZY91 es adecuado para este sistema.

CIRCUITOS

A continuación se describen varios circuitos prácticos.

Transformadores

La figura 7 indica la situación de los diodos reguladores de tensión para suprimir las tensiones transitorias producidas por la magnetización y desmagnetización del primario de un transformador. Se emplean dos diodos en oposición. La impedancia del generador es, en este caso, la impedancia de la red más la resistencia y la reactancia de fugas del transformador.

Desconexión de la carga

La figura 8 muestra la situación del diodo de protección contra tensiones transitorias producidas por la desconexión de una carga.

Cortocircuito de la carga

La figura 9 representa un circuito protegido contra cortocircuitos prolongados de la carga por disyuntores que tienen necesariamente devanados inductivos. El cortocircuito de la carga puede originar una tensión transitoria superior al doble de la tensión de alimentación normal, antes de que el disyuntor se abra. Un diodo regulador de tensión en paralelo con la carga protege el sistema.

Transitorios de la red

La figura 10 indica la sencilla supresión de transitorios de la red por medio de un diodo regulador de tensión.

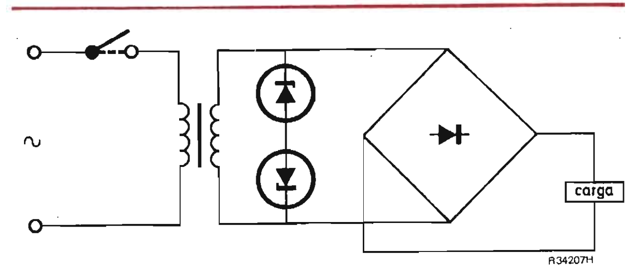


Fig. 7. Supresión de transitorios ocasionados por la magnetización y desmagnetización del primario de un transformador

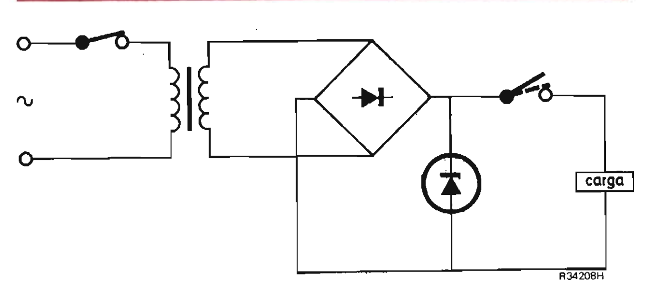


Fig. 8. Supresión de transitorios producidos por la desconexión de la carga

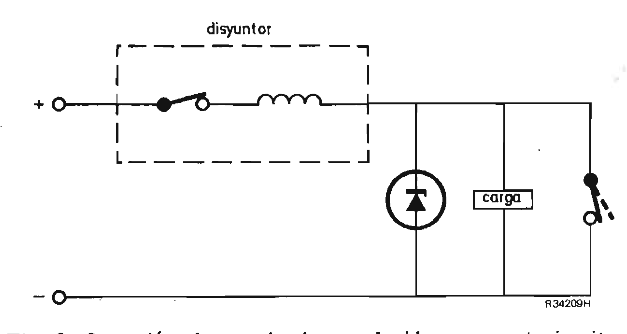


Fig. 9. Supresión de transitorios producidos por cortocircuito de la carga

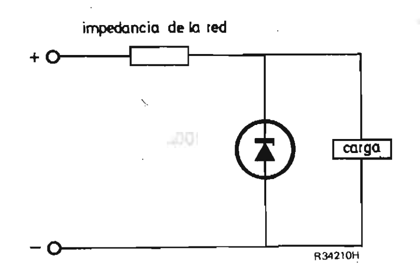
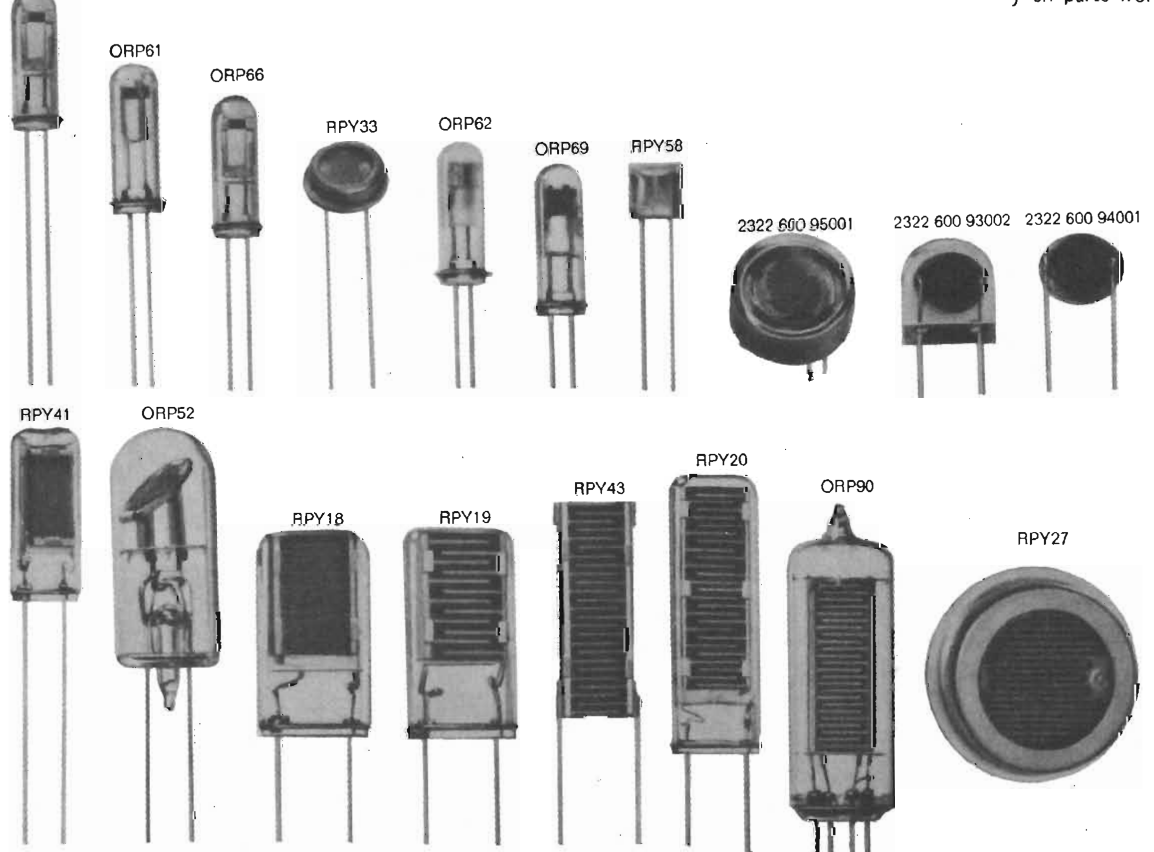


Fig. 10. Protección contra transitorios de la red

Tipo	Parte sensible	Disipación (máx.)	Resistencia oscuridad inicial	Resistencia iluminación inicial a 50 lux	Tensión (máx.)	Dimensiones (máx.)
ORP60	frontal	70 mW	> 200 MΩ	60 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP61	lateral	70 mW	> 200 MΩ	60 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP66	frontal	70 mW	> 200 MΩ	< 55 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
RPY33	frontal	75 mW	> 0,1 MΩ	3,5 kΩ ¹)	50 V	3,4 x ø 9,4 mm
ORP62	lateral	100 mW	> 150 MΩ	45 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP69	frontal y lateral	100 mW	> 100 MΩ	30 kΩ ³)	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
RPY58	lateral	200 mW	> 0,2 MΩ	0,6 kΩ	50 V	6 x 6 x 2 mm
2322 600 95001	frontal	200 mW		75 to 300 Ω²)	150 V	9 x ø 14 mm
2322 600 93002	lateral	200 mW		75 to 300 Ω²)	150 V	11 x 13,5 x 3,7 mm
2322 600 94001	lateral	200 mW		75 to 300 Ω²)	150 V	2,3 x ø 9,1 mm
RPY41	lateral	225 mW	> 9 MΩ	1,6 kΩ	100 V	22 x 10,3 x 4,3 mm
ORP52	frontal y lateral	400 mW	> 4 MΩ	1,2 kΩ ³)	200 V	36 x ø 15,9 mm
RPY18	lateral	500 mW	> 5,6 MΩ	0,4 kΩ	100 V	27 x 16,3 x 6 mm
RPY19	lateral	500 mW	> 10 MΩ	3 kΩ	400 V	27 x 16,3 x 6 mm
RPY43	lateral	750 mW	> 10 MΩ	1,5 kΩ	400 V	30,5 x 13,5 x 2 mm
RPY20	lateral	1 W	> 6,5 MΩ	1,5 kΩ	400 V	43 x 16 x 6 mm
ORP90	lateral	1 W	> 4 MΩ	1 kΩ	350 V	54 x ø 19 mm
RPY27	frontal	1 W	> 6 MΩ	0,65 kΩ	400 V	7,6 x ø 32 mm

¹) a 25,6 lux
²) a 1000 lux
³) en parte frontal



APLICACIONES ELECTRONICAS

Serie C

Número 4	110° Colour television: picture tube and deflection principle	25 Ptas.
Número 7	Magnetic shielding and automatic degaussing of shadowmask tubes	25 Ptas.
Número 8	Matrix circuits using delay line DL20	25 Ptas.
Número 9	Protection against flashover in colour television receivers Luminance amplifier with a simple termination of the delay line	25 Ptas.
Número 10	Experimental monochrome television receiver with switched-mode power supply	25 Ptas.
Número 11	Horizontal deflection stage using high-voltage transistor BU105	25 Ptas.
Número 13	PAL matrix circuits using delay line DL40 A mains isolated switched mode power supply for transistor colour television	25 Ptas.
Número 15	An economical 6 V a.m.-f.m. portable with the BF195/BF197 in the high frequency section . .	25 Ptas.

APPLICATION BOOKS

Designing microwave catering equipment *(74 págs.)*.	100 Ptas.
Fast response photomultipliers *(110 págs.)*	150 Ptas.
Ignitrons *(174 págs.)*	150 Ptas.
Photomultipliers *(148 págs.)*	150 Ptas.
Audio amplifier systems *(200 págs.)*	150 Ptas.
FC family of DTL integrated circuits *(171 págs.)*	150 Ptas.

MOS FAMILIA FD

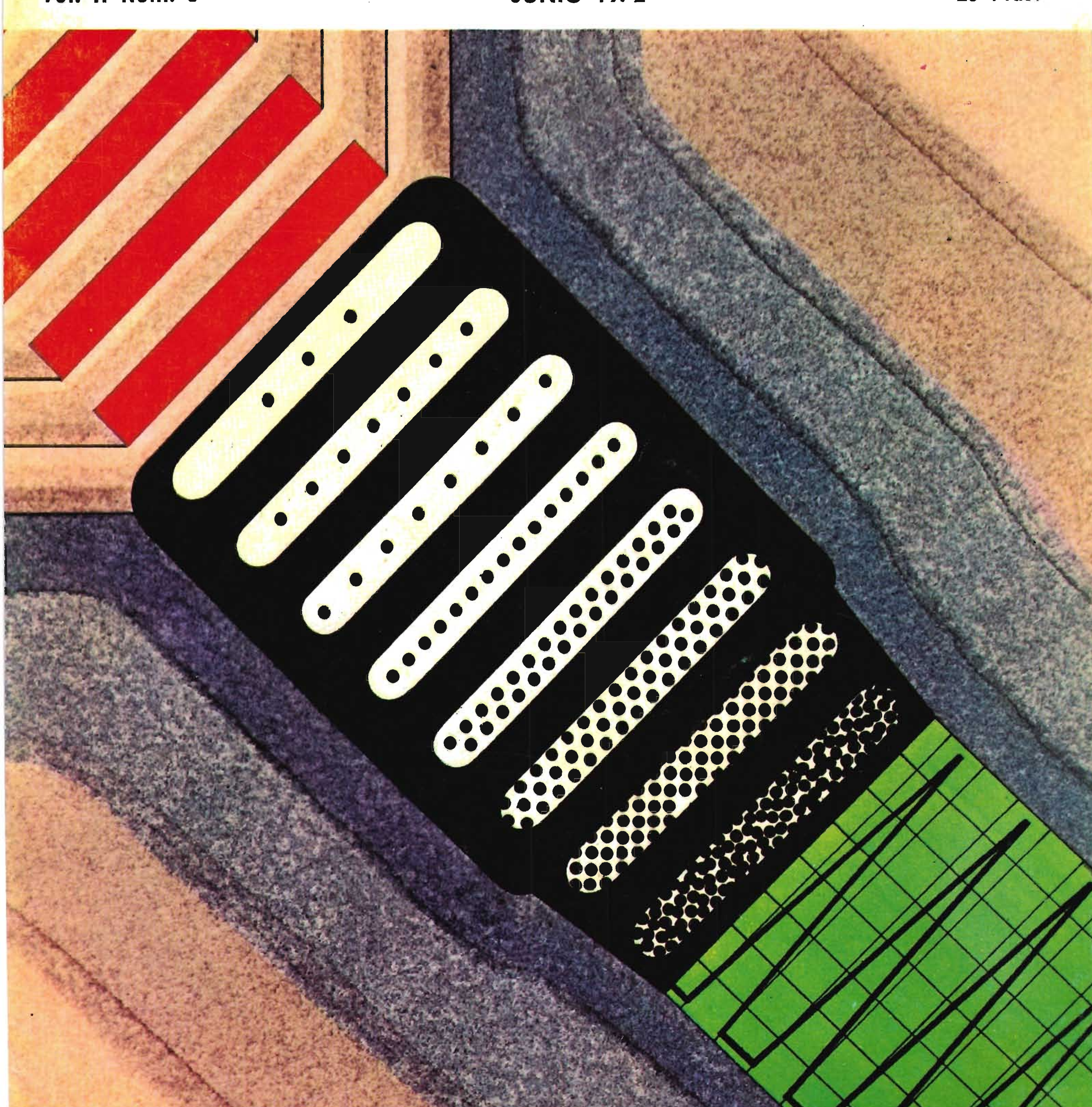
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES

	FUNCION	NUMERO DE TIPO		CAPSULA
	REGISTROS DE DESPLAZAMIENTO	una fase	dos fases	
Dinámicos	200 bits	FDN206		DIL-14
		FDN206A		TO-99
	256 bits	FDN156	FDN146	DIL-14
		FDN156A	FDN146A	TO-100
	512 bits		FDN216A	TO-100
	512 bits (memoria de circulación)		FDN166A	TO-100
	1 a 64 bits (longitud variable)	FDN136	FDN126	DIL-14
	doble de 256 bits		FDN196A	TO-100
	cuádruple de 16 bits		FDN186	DIL-14
	cuádruple de 32 bits	FDN116	FDN106	DIL-14
Estáticos	doble de 32 bits	FDN506		DIL-14
		FDN516A		TO-100
	doble de 100 bits	FDN526A	FDN526B	TO-100
	MEMORIA DE ACCESO ALEATORIO			
	128 bits (64 palabras de 2 bits cada una)	FDQ106		DIL-16
	MEMORIAS PASIVAS	programa fijo	programa a elegir [1]	
	2304 bits (256 palabras de 9 bits cada una)	FDR106Z1	FDR106Z...	DIL-24
	2560 bits (512 palabras de 5 bits cada una)	FDR116Z1 FDR116Z2	FDR116Z...	DIL-24
	2560 bits (256 palabras de 10 bits cada una)	FDR126Z1	FDR126Z...	DIL-24
	4096 bits (512 palabras de 8 bits cada una)	FDR131Z1 FDR131Z2	FDR131Z...	DIL-24
	5120 bits (512 palabras de 10 bits cada una)	FDR146Z1	FDR146Z...	DIL-24
	VARIOS			
	Unidad aritmética y lógica	FDH106		DIL-40
	Unidad de control	FDH116		DIL-40
	Unidad de acarreo	FDH126		DIL-40
	Conjunto de puertas Y-O	FDH136		DIL-40
	Séxtuple generador de funciones de dos variables	FDH146		DIL-24
	Circuito combinacional múltiple	FDH156		DIL-24
	Unidad de registro	FDJ106		DIL-40

(1) A especificar por el cliente

REVISTA Miniwatt

Vol. 11-Núm. 6 JUNIO 1972 25 Ptas.



DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Integrated Circuits
General
Digital integrated circuits
DTL (FC family)
TTL (FJ family)
MOS (FD family)
Linear integrated circuits

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

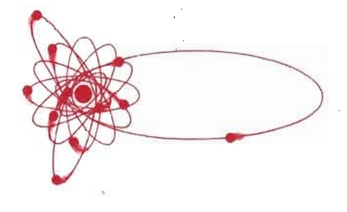
Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

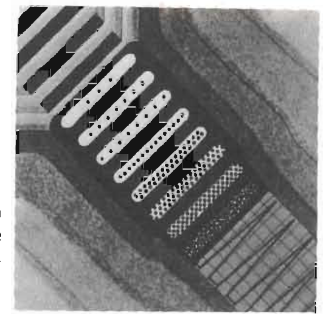
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Representación esquematizada de un fotomultiplicador con producción de electrones por fotoemisión y multiplicación por emisión secundaria en dinodos sucesivos.

ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 6 **JUNIO 1972**

TIRISTORES

			Media onda	Puente	Puente trifásico	Antiparalelo
CIRCUITO						
FORMAS DE ONDA						
Tensión transformador, valor eficaz	$V_{tr\,RMS} = V_{O\,AV}$	X	2,22	1,11	0,428	
Tensión de salida, valor medio	$V_{O\,AV} = V_{tr\,RMS}$	X	0,45	0,90	2,34	
Tensión de salida, valor eficaz	$V_{O\,RMS} = V_{O\,AV}$	X	1,57	1,11	1,00	$V_{O\,M} =$
Tensión de salida, valor de cresta						$V_{O\,RMS} \times 1{,}41$
	$V_{O\,M} = V_{O\,RMS}$	X	2,00	1,41	1,05	
	$V_{O\,M} = V_{O\,AV}$	X	3,14	1,57	1,05	
Tensión inversa de trabajo, valor de cresta						$V_{RWM} : V_{tr\,M}$
	$V_{RWM} = V_{O\,AV}$	X	3,14	1,57	1,05	$\leqq 1$
Ondulación	$w = V_{w\,RMS} : V_{O\,AV}$	=	121 %	48 %	4,2 %	
Corriente de tiristor, valor medio	$I_{T\,AV} = I_{O\,AV}$	X	1	0,5	0,33	
Corriente de tiristor, valor eficaz	$I_{T\,RMS} = I_{O\,AV}$	X	1,57	0,785	0,577	
Corriente de tiristor, valor de cresta	$I_{T\,M} = I_{O\,RMS} : I_{O\,AV}$	X	3,14	1,57	1,05	
Factores de forma	$F_O = I_{O\,RMS} : I_{O\,AV}$	=	1,57	1,11	1	
	$F_T = I_{T\,RMS} : I_{T\,AV}$	=	1,57	1,57	1,73	
Corriente de salida, valor eficaz	$I_{O\,RMS} = I_{T\,AV}$	X	1,57	2,22	3	$I_{O\,RMS} = I_{T\,AV} \times 2{,}22$

Todos los datos se refieren a control total.

INDICADOR DE SEÑALIZACION CON TUBOS GASEOSOS DE RADIACION ZC1050 COMO FUENTE DE LUZ

A continuación se describe un sistema para visualizar los resultados en manifestaciones deportivas y ocasiones similares. Los caracteres se obtienen por medio de tubos de descarga gaseosa en una matriz de 5 x 7. La indicación se puede cambiar pulsando un botón en el cuadro de mando, el cual está conectado al panel de visualización por un simple cable de seis conductores.

Introducción

La visualización de resultados en manifestaciones deportivas y similares se puede realizar mediante signos pintados que se cambien por un sistema manual, mecánico o electromecánico, después de cada variación. Otra forma consiste en realizar los signos por medio de lámparas incandescentes o cualquier otra fuente de luz. Los signos formados de ese modo se pueden obtener por medio de relés o por un sistema electrónico.

En este artículo se describe un sistema electrónico que indica el estado de dos contadores de dos décadas cada uno por medio de tubos de descarga gaseosa ZC1050 en una matriz de 5 x 7. El estado de esos contadores puede ser cambiado indistintamente en sentido directo o inverso (en caso de error) pulsando los botones de un cuadro de mandos, que está conectado con el marcador por medio de un cable flexible.

Esta visualización puede ser utilizada también para indicar la hora, la temperatura y otras clases de noticias o mensajes.

Descripción del sistema

En un marcador se requiere sólo visualizar las diez cifras decimales. Esto se realiza por medio de una matriz 5 x 7. La figura 1 representa estos signos numéricos. El signo nueve no está representado, pues tiene idéntica forma que el signo seis, sólo que con un giro de 180°.

Los tubos ZC1050 no se emplean como dispositivos lógicos, sino sólo como fuentes de luz. Se conectan y desconectan por medio de un transistor.

Debido a que sólo existen diez signos numéricos a visualizar, estos diez signos están codificados directamen-

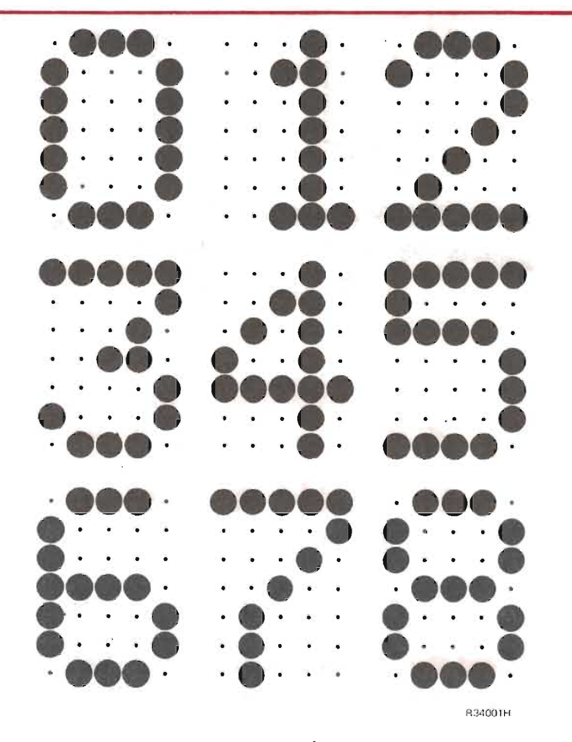


Fig. 1. Representación de las cifras

te en la matriz. Se aprovecha el hecho de que algunos grupos de lámparas aparecen en más de un signo.

De hecho la visualización sólo muestra el estado de dos contadores, de dos décadas cada uno. Esos contadores son de tipo reversible. La condición directa o inversa la da en común para ambos contadores el cuadro de mando; las señales de disparo las proporciona para cada contador por separado. Dichas señales son filtradas cuando penetran en el sistema lógico. En el cuadro de mando, hay lámparas que indican si se aplica la condición directa o la inversa.

Circuito del tubo de descarga gaseosa y del elemento de conmutación

El circuito se representa en la figura 2.

El resistor de ánodo es de 82 kilohmios a fin de obtener una corriente de ánodo de unos 2 miliamperios. Para asegurar un buen disparo, el cátodo auxiliar se conecta a través de un resistor de 10 megaohmios a 0 voltios, y el cebador a través de 10 megaohmios a + 300 voltios. El cebador se desacopla con un condensador de 0,01 microfaradios.

En serie con el cátodo, se conecta un transistor BSW69. El transistor puede ser excitado por medio del resistor de 4,7 kilohmios. El resistor de fugas de 10 kilohmios se utiliza para asegurar el bloqueo.

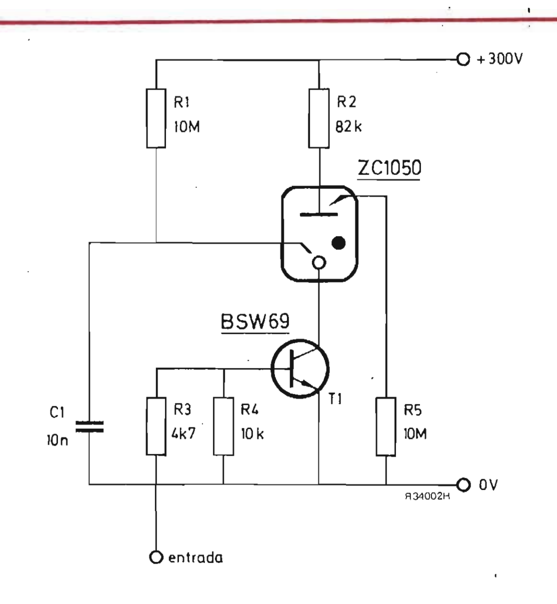
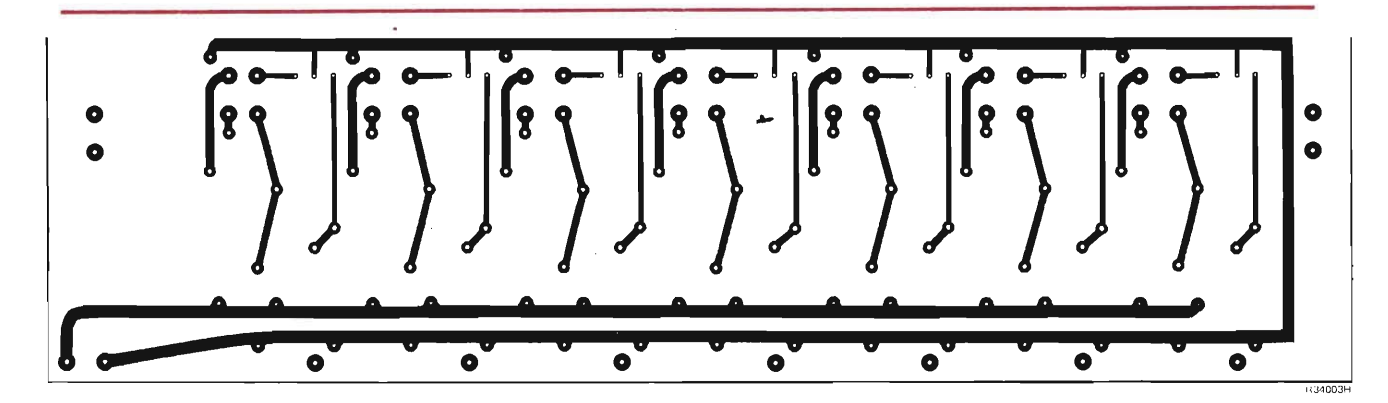


Fig. 2. Circuito excitador del tubo ZC1050



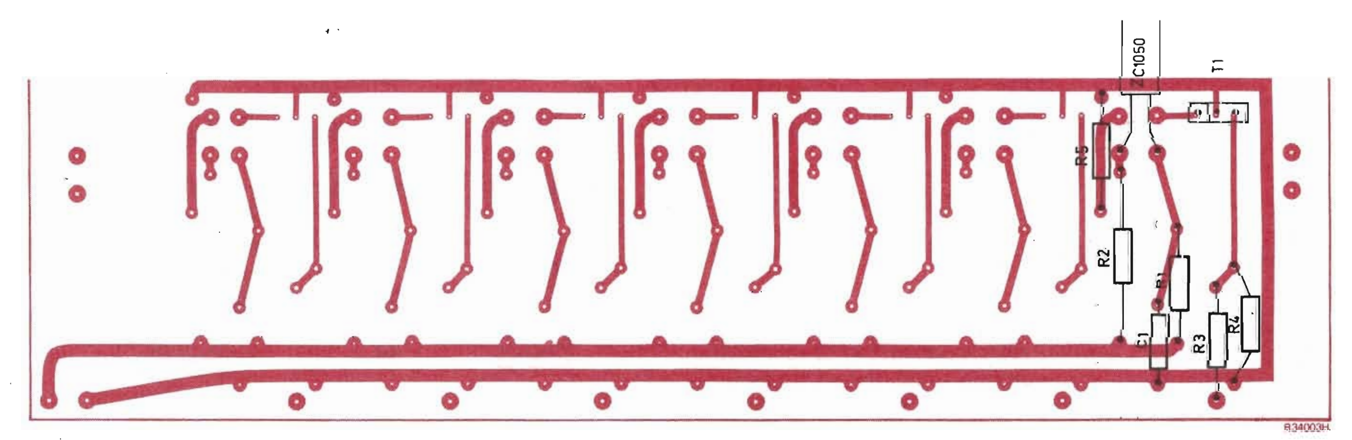


Fig. 3. Circuito impreso que contiene siete circuitos excitadores

Siete de estos circuitos se montan en una placa de circuito impreso conforme se representa en la figura 3. Estos circuitos se colocan en una caja de plástico que tiene siete orificios reflectores, de modo que forman una línea vertical de la matriz,

Cinco de dichas líneas se conectan para formar una matriz.

Circuitos de codificación

En el espacio que hay entre las líneas de circuitos se colocan los elementos de codificación.

Estos elementos de codificación han sido diseñados con ayuda de las tablas de la figura 4. El resultado es el circuito de codificación representado en la figura 5. La

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
L	1			x		x		x			
A	2		x	x		x	x	x	x	x	x
M	3		x	x		x	x	x	x	x	x
P	4	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
A	5			x		x		x			
R	6		x			x	x		x	x	x
A	7										
S	8	x			x						
	9	x			x						
A	10		x	x				x	x	x	x
	11					x	x		x	x	x
E	12				x	x					
X	13					x					
C	14	x		x	x	x		x			
I	15		x						x	x	x
T	16				x		x				x
A	17						x		x	x	
R	18			x			x	x	x	x	
	19	x	x	x	x		x		x	x	
	20					x					x
	21				x		x		x		x
	22				x			x			
	23		x		x						
	24	x			x						
	25			x	x	x	x		x	x	x
	26			x		x	x		x		x
	27		x					x			
	28										
	29	x			x						
	30			x		x	x		x	x	x
	31		x								
	32		x	x		x	x	x	x	x	x
	33	x	x	x		x	x		x	x	x
	34	x	x	x	x	x	x		x	x	x
	35	x	x								

1	2	3	4	5
6	7	8	9	10
11	12	13	14	15
16	17	18	19	20
21	22	23	24	25
26	27	28	29	30
31	32	33	34	35

Numeración de los tubos por la parte delantera

Grupo I contiene lámparas: 1, 5, 14 en las figuras: 3, 5, 7
Grupo II contiene lámparas: 6, 11, 17, 18, 30 en las figuras: 6, 8, 9
Grupo III contiene lámparas: 8, 9, 14, 24, 29 en las figuras: 1, 4
Grupo IV contiene lámparas: 6, 11, 20, 26 en las figuras: 5, 0
Grupo V contiene lámparas: 10, 15 en las figuras: 2, 8, 9, 0
Grupo VI contiene lámparas: 16, 21 en las figuras: 4, 6, 0

Fig. 4. Tablas de codificación

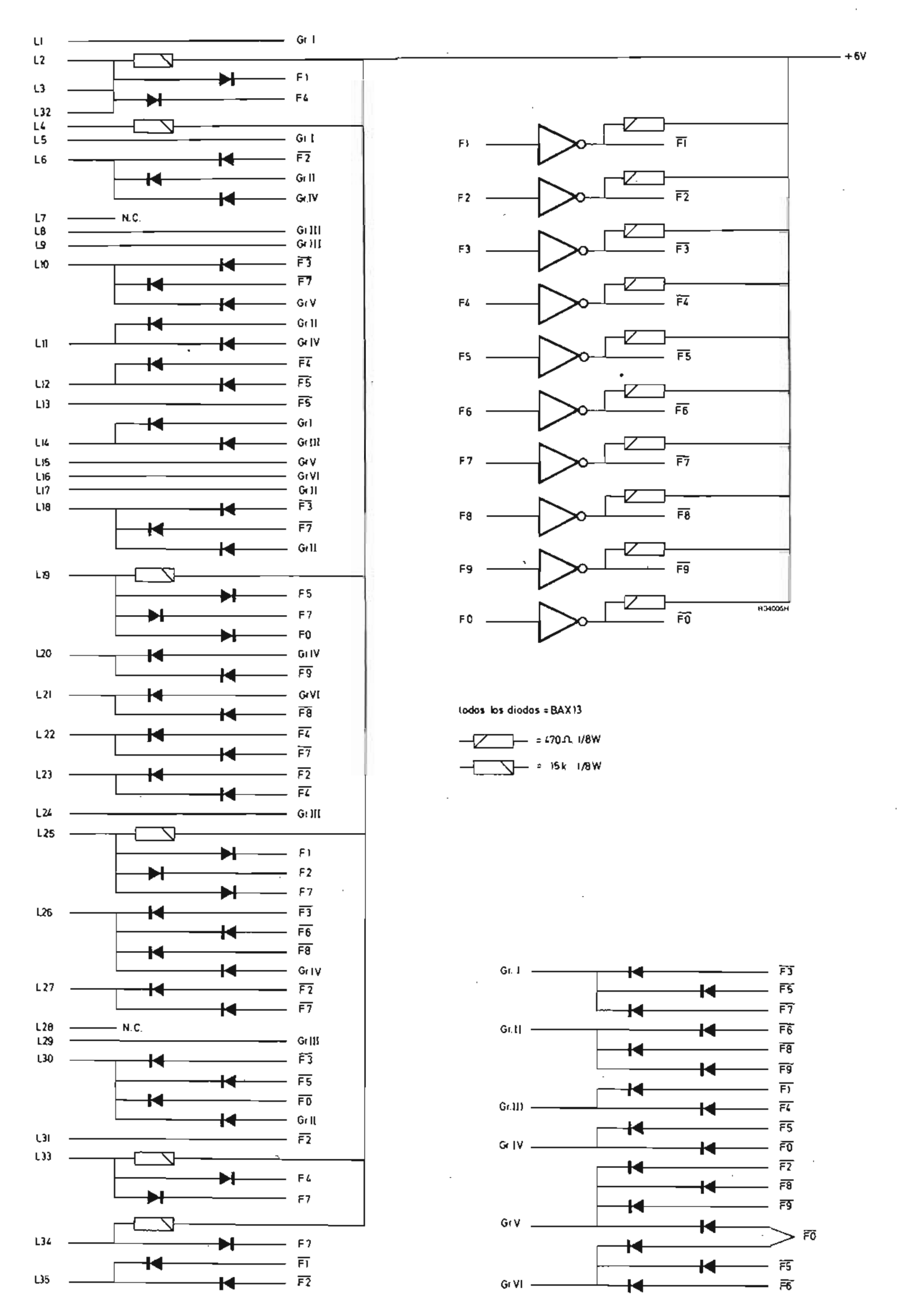


Fig. 5. Codificación de los tubos

salida descodificada de los contadores es de nivel bajo cuando ha de visualizarse el signo al que corresponde. En los circuitos codificadores se emplean inversores para invertir la señal de entrada. Así, por ejemplo, si ha de visualizarse la cifra 1, se dispone de las señales que corresponden a la cifra 1 (ALTO) y a la cifra 1 (BAJO).

Conforme se puede observar en la figura que representa el circuito de codificación (fig. 5), ocurrirá lo siguiente:

– la lámpara 1 se encenderá si el grupo I tiene un nivel alto;
– el grupo I estará en un nivel alto si se han de visualizar las cifras 3, 5 ó 7;
– las lámparas 2, 3 y 32 se encenderán en todos los casos, excepto cuando se han de visualizar las cifras 1 y 4;
– la lámpara 4 estará siempre encendida.

Una codificación de este tipo necesita muy pocos componentes. El circuito de codificación se construye sobre cuatro circuitos impresos. La figura 6 representa el circuito impreso 1 que cuida de la inversión y formación de grupo. La figura 7 representa los circuitos impresos 2, 3 y 4.

D = BAX13
R = 470Ω 1/8W

VI $\overline{F_4}$ $\overline{F_0}$ V $\overline{F_2}$ $\overline{F_9}$ F_6 F_7 IV $\overline{F_5}$ F_8 III $\overline{F_1}$ F_1 F_2 II $\overline{F_6}$ $\overline{F_8}$ F_3 F_0 I $\overline{F_3}$ $\overline{F_7}$ F_9 F_5 F_4 Ø +

Parte de los componentes

Reverso

R34006H

———— = hilo no aislado
- - - - - - = hilo aislado

Excepto las conexiones ya efectuadas en el dibujo, las siguientes conexiones se han hecho de CI a CI

de	a	de	a	de	a	de	a
F1	G1	F6	G6	Q1	$\overline{F1}$	Q6	$\overline{F6}$
F2	G2	F7	G1	Q2	$\overline{F2}$	Q1	$\overline{F7}$
F3	G3	F8	G2	Q3	$\overline{F3}$	Q2	$\overline{F8}$
F4	G4	F9	G3	Q4	$\overline{F4}$	Q3	$\overline{F9}$
F5	G5	F0	G4	Q5	$\overline{F5}$	Q4	$\overline{F0}$

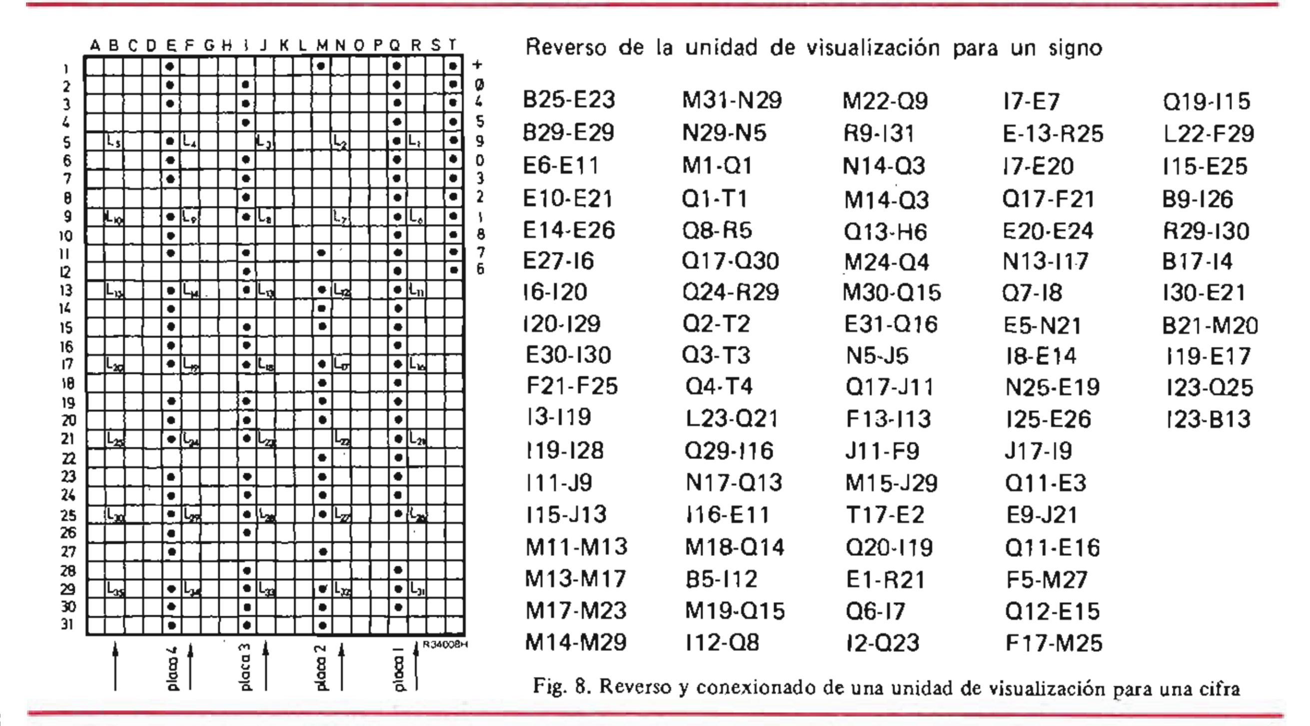
Fig. 6. Placa de circuito impreso 1 del sistema de codificación: formación de grupo e inversión

R=15 k, 1/8 W
D=BAX 13

Impreso 3
D=BAX13

Impreso 4
Los circuitos impresos se muestran en la parte de los componentes, el devanado se señala por la línea punteada
D=BAX13

Fig. 7. Placas de circuito impreso 2, 3 y 4 del circuito de codificación



Reverso de la unidad de visualización para un signo

B25-E23	M31-N29	M22-Q9	I7-E7	Q19-I15
B29-E29	N29-N5	R9-I31	E-13-R25	L22-F29
E6-E11	M1-Q1	N14-Q3	I7-E20	I15-E25
E10-E21	Q1-T1	M14-Q3	Q17-F21	B9-I26
E14-E26	Q8-R5	Q13-H6	E20-E24	R29-I30
E27-I6	Q17-Q30	M24-Q4	N13-I17	B17-I4
I6-I20	Q24-R29	M30-Q15	Q7-I8	I30-E21
I20-I29	Q2-T2	E31-Q16	E5-N21	B21-M20
E30-I30	Q3-T3	N5-J5	I8-E14	I19-E17
F21-F25	Q4-T4	Q17-J11	N25-E19	I23-Q25
I3-I19	L23-Q21	F13-I13	I25-E26	I23-B13
I19-I28	Q29-I16	J11-F9	J17-I9	
I11-J9	N17-Q13	M15-J29	Q11-E3	
I15-J13	I16-E11	T17-E2	E9-J21	
M11-M13	M18-Q14	Q20-I19	Q11-E16	
M13-M17	B5-I12	E1-R21	F5-M27	
M17-M23	M19-Q15	Q6-I7	Q12-E15	
M14-M29	I12-Q8	I2-Q23	F17-M25	

Fig. 8. Reverso y conexionado de una unidad de visualización para una cifra

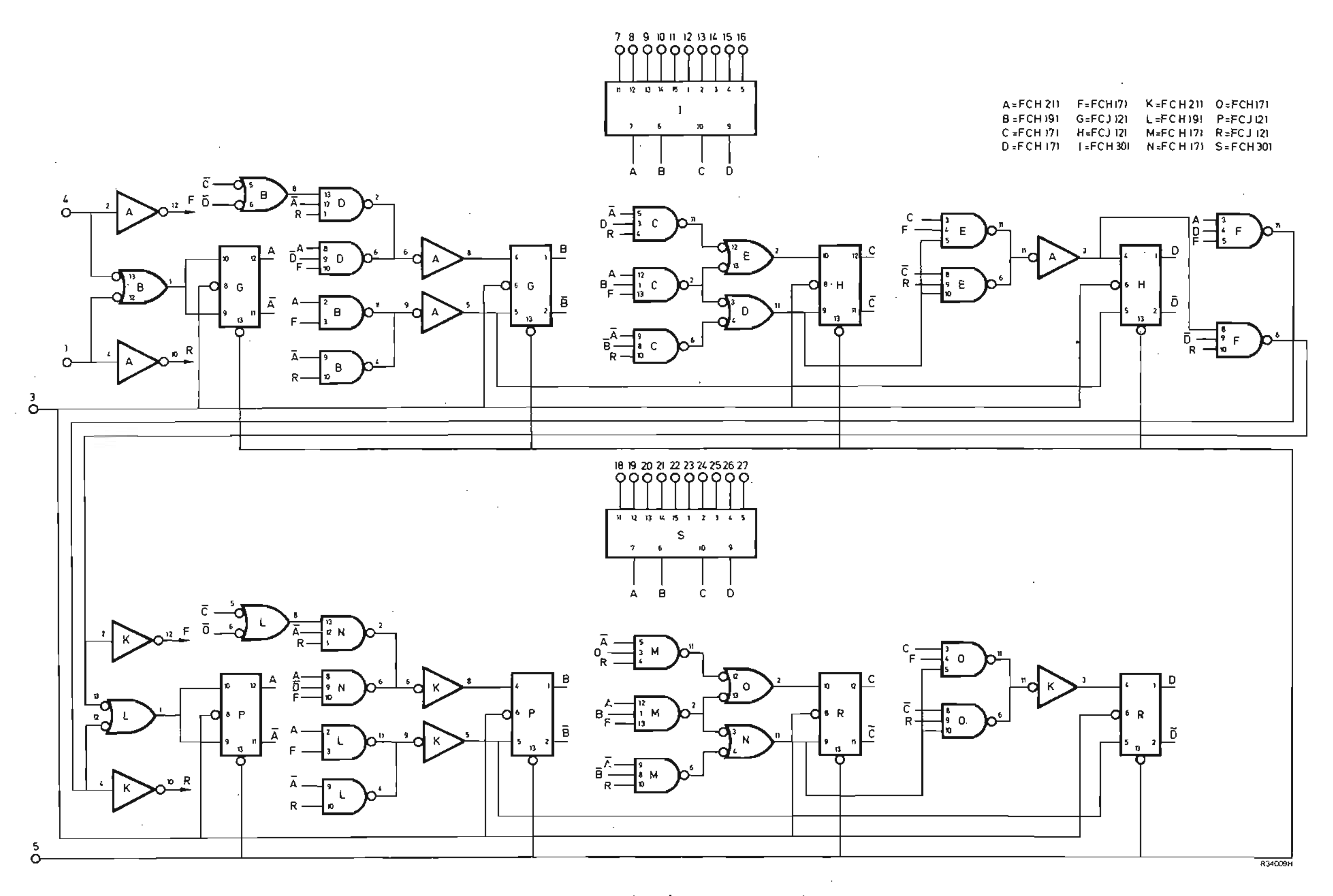


Fig. 9a. El contador reversible, con descodificación de decimal codificado en binario (BCD) a decimal

Bloque de visualización para una cifra

Cinco de los circuitos impresos de excitación (fig. 3) y los cuatro circuitos impresos de codificación distintos se montan juntos.

La figura 8 muestra la parte posterior del montaje y los circuitos impresos.

Contadores

Se utiliza un contador reversible de dos décadas conforme representan las figuras 9*a* y 9*b*. La decodificación de decimal codificado en el binario (BCD) a decimal la proporcionan los bloques FCH301. Dos de dichos circuitos impresos estan montados en el marcador.

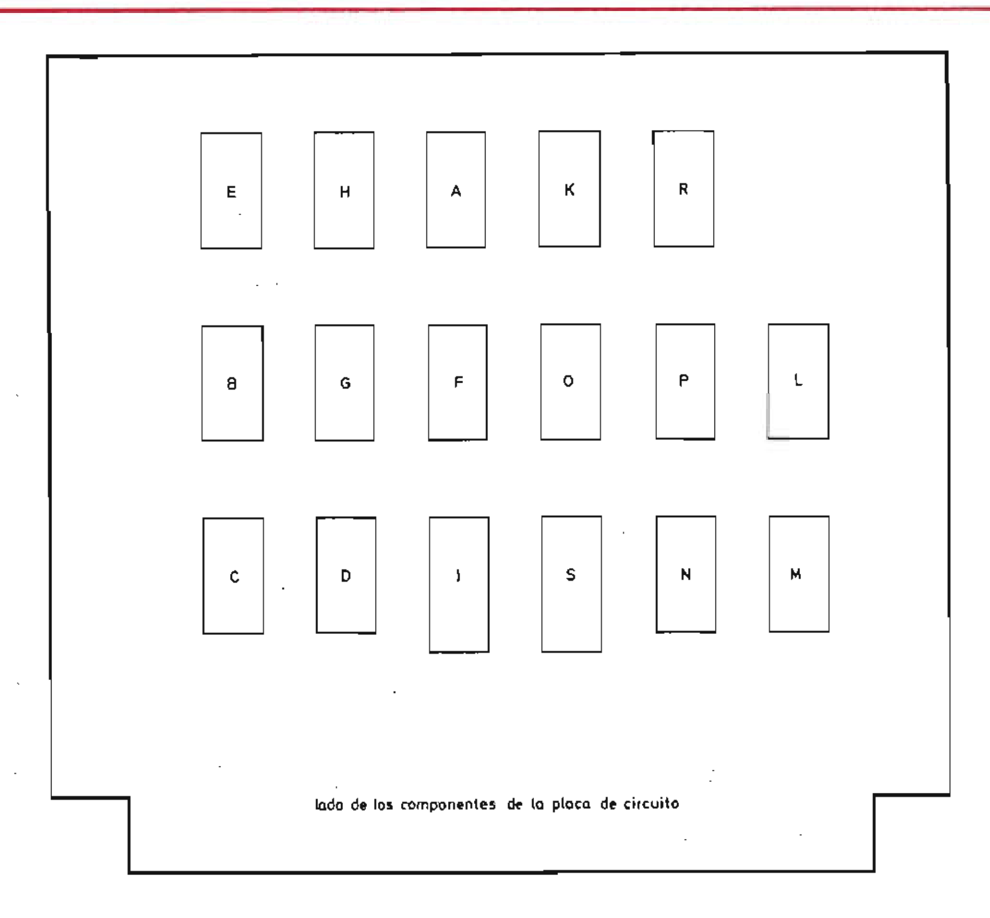


Figura 9*b*.

El circuito representado en la figura 10 genera los impulsos de disparo y de reposición y la condición directa/inversa. Esto se obtiene a partir de las señales filtradas que proceden del cuadro de mando que explicamos a continuación.

El cuadro de mando

El cuadro de mando está conectado con el marcador por medio de un cable de seis conductores. Contiene el circuito que se representa en la figura 11. Tres botones pulsadores entregan la señal: cómputo 1, cómputo 2 y reposición, mientras que un conmutador proporciona la condición directa/inversa.

Las lámparas de control visualizan la condición que se aplica a los contadores.

Fuente de alimentación

La figura 12 representa la fuente de alimentación de alta tensión. Se emplean tres transformadores en paralelo debido a problemas de espacio. La estabilización se con-

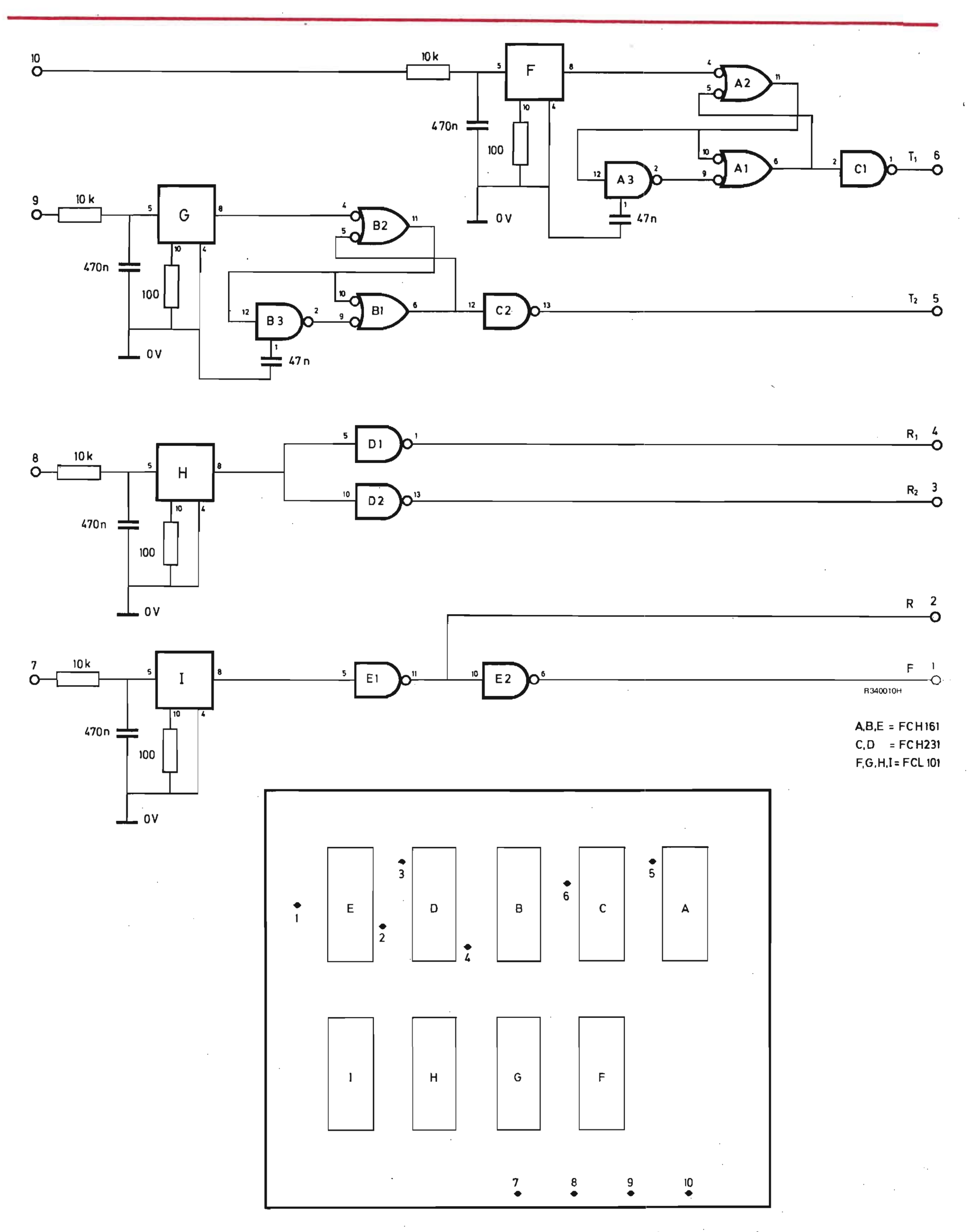


Fig. 10. Formador del impulso de disparo e indicación de condición

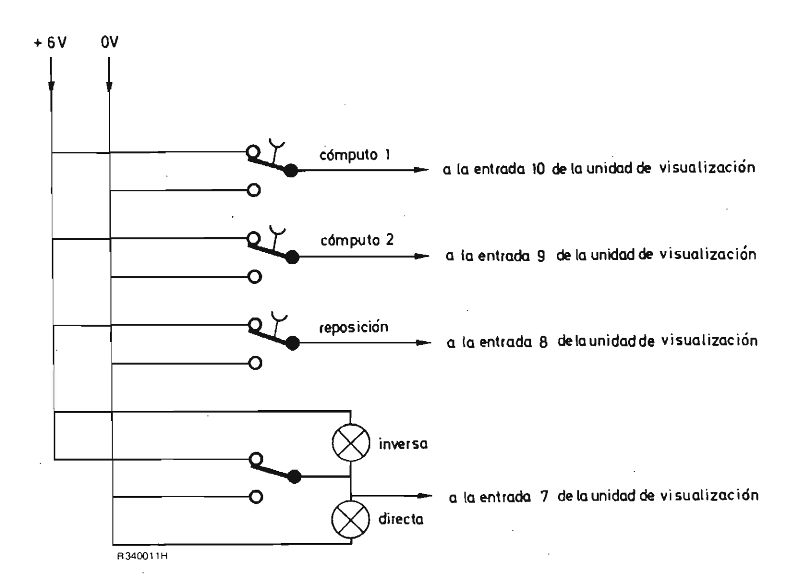


Fig. 11. Cuadro de mando

sigue por medio de tubos de neón que alimentan un seguidor de emisor.

La figura 13 representa la fuente de alimentación de potencia de baja tensión. La estabilización se consigue empleando el estabilizador de tensión TBA281 que excita un transistor BDY11.

Observaciones

Todos los circuitos, a excepción del cuadro de mando, se montan en una caja adecuada. Es conveniente que los bloques indicadores lleven un filtro de color rojo difuso a fin de conseguir mejor legibilidad.

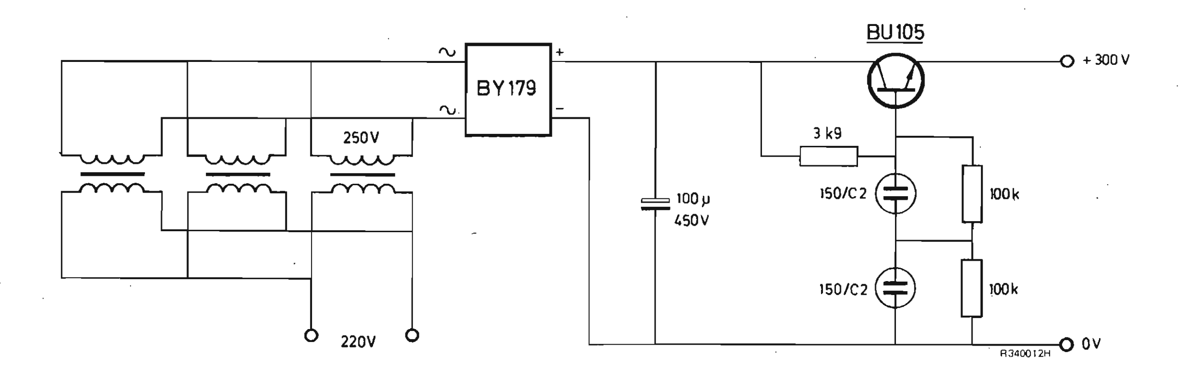


Fig. 12. Fuente de alimentación de alta tensión

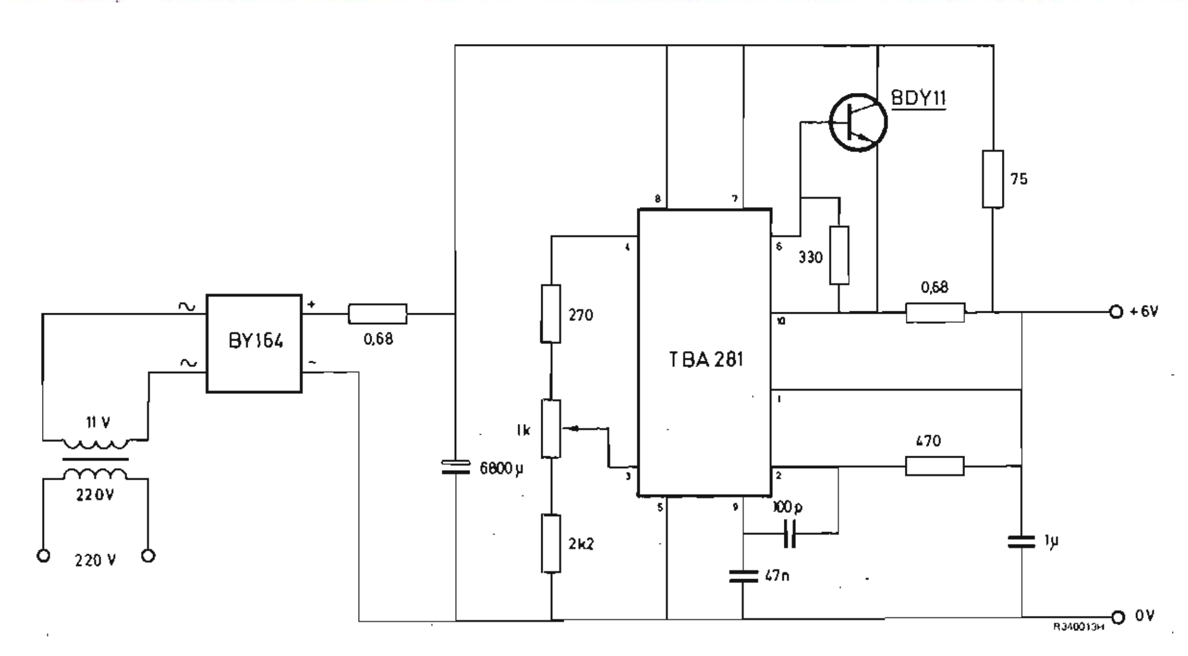
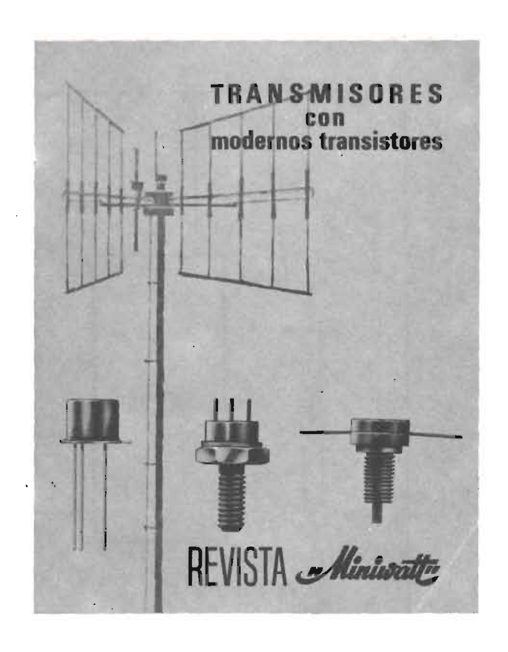


Fig.13. Fuente de alimentacion de baja tensión



Número extraordinario de la Revista Miniwatt dedicado a transmisores con transistores

Un volumen de 80 páginas, con numerosas figuras y esquemas. Tamaño y presentación igual al de la Revista Miniwatt.

Es un moderno y completo estudio sobre el funcionamiento, características y montaje de transmisores en los que se emplean modernos transistores: transmisores móviles para 160 MHz, trasmisores de AM y FM para 80 y 170 MHz, transmisores de AM para 27 MHz, etc.

Precio del ejemplar: 40 Ptas.

Precio especial a suscriptores de la Revista Miniwatt: 30 Ptas.

EQUIPO DE VERIFICACION PARA CIRCUITOS DE AUDIOFRECUENCIA CON TRANSISTORES

La búsqueda de averías en los circuitos transistorizados de audio se hace a menudo por intuición. Los circuitos que se describen en este artículo pueden ayudar a eliminar los inconvenientes de este modo de proceder. Se describe un generador de señal de audio con una salida de 1 V, un comprobador de transistores y un indicador de equilibrio para sistemas estereofónicos.

VOLTÍMETRO

Es esencial que el voltímetro no altere las condiciones en el circuito cuando se efectúan las mediciones. El voltímetro, por tanto, ha de tener una resistencia de 20 kΩ/V por lo menos. Se necesita un margen de tensión de 2,5 a 100 V c.c. Puede emplearse un voltímetro electrónico con válvulas, si se toman precauciones a fin de evitar corrientes de masa-bucle que dañen los transistores.

El modo más sencillo de comprobar amplificadores de acoplamiento directo consiste en medir los niveles de tensión a través del circuito. Como ejemplo se emplea un circuito convencional con cuatro transistores (fig. 1); los niveles de tensión resultantes para distintos defectos de los transistores se dan en la tabla adjunta.

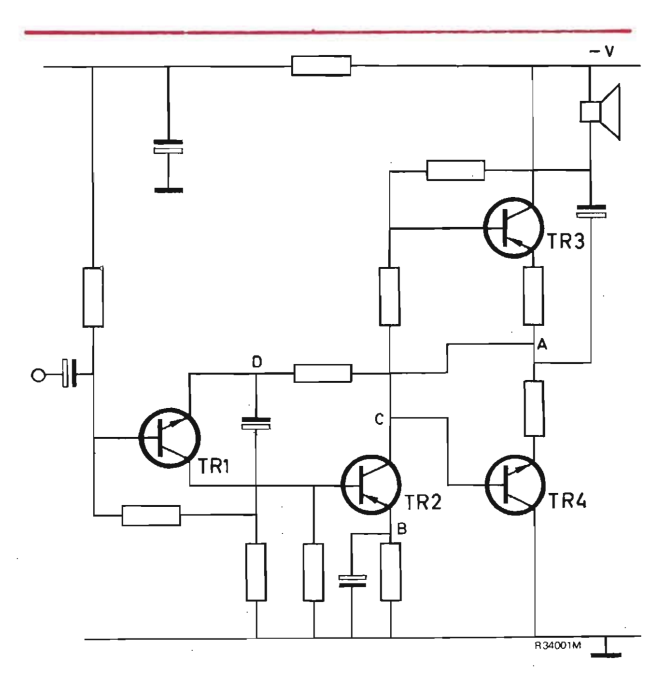


Fig. 1. Amplificador de acoplo directo con puntos de prueba de tensión

TABLA

Transistor Avería	Tensión en el punto A	B	C	D	Caract. generales
TR2 circuito abierto	alta	sin tensión	alta	ligeramente mayor que la normal	sin salida
TR2 corto circuito	baja	doble de la normal	baja	ligeramente mayor que la normal	sin salida
TR3 circuito abierto	cerca del chasis	baja	alta	baja	sin salida
TR4 circuito abierto	normal	normal	normal	normal	elevada distorsión
TR3 ó TR4 corto circuito		indeterminada			resistores de emisor quemados

OHMÍMETRO

La tensión en los terminales de salida del ohmímetro no debe exceder de 1,5 V, pues de lo contrario existe la posibilidad de que los transistores y los condensadores electrolíticos miniatura del circuito se dañen al realizar la comprobación. El equipo ha de estar desconectado cuando se realizan las medidas de resistencia.

Si sólo es uno el componente sospechoso, se le puede aislar del circuito desoldando la conexión en un extremo y luego se efectúa la prueba con el ohmímetro. Sin embargo, si se han de examinar los componentes manteniéndolos conectados en el circuito, existen dos métodos para evitar que los "elementos diodo" de los transistores afecten a las medidas. En el primer método, la conexión de base del transistor se desuelda, de modo que el transistor quede en realidad desconectado del circuito. Entonces, se pueden efectuar las medidas de resistencia, aunque han de tenerse en cuenta los otros resistores que pueden estar en paralelo con el componente que se examina. El segundo método emplea la tensión del ohmímetro para "polarizar en sentido inverso" los elementos diodo del transistor, de modo que éste no conduzca.

El circuito básico de un ohmímetro conectado en serie se representa en la figura 2, en la cual se indican el color y la polaridad de los terminales de salida. A fin de proporcionar la polarización inversa para un transistor PNP, el terminal positivo del ohmímetro (de color negro) se conecta a la base (material de tipo N) y el negativo (de color rojo) con el emisor o colector (material de tipo P). Las conexiones para medir los valores de los resistores de polarización de la base de un transistor PNP se representan en la figura 3; en el caso de un transistor NPN, se invierten las conexiones. Si la etapa que se ha de examinar no está aislada del resto del circuito, las demás etapas aparecerán como una resistencia en paralelo con la que se mide. El valor medido de la resistencia será, por consiguiente, menor que la resistencia real.

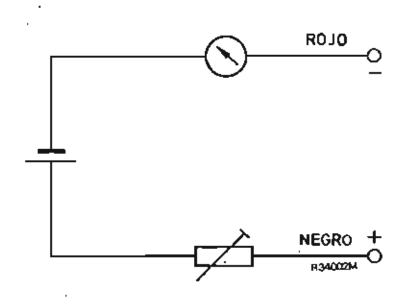


Fig. 2. Circuito de ohmímetro conectado en serie

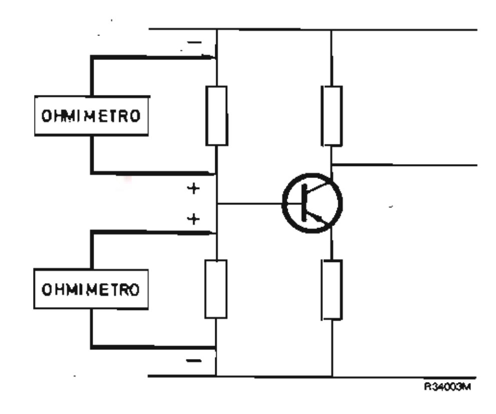


Fig. 3. Método para comprobar los resistores de polarización por medio de un ohmímetro

MILIAMPERÍMETRO

Se puede emplear un miliamperímetro con una desviación total de 100 miliamperios para medir las corrientes en el preamplificador y en la etapa de excitación de la mayoría de amplificadores, pero en los transistores de salida en algunos circuitos circulan corrientes de más de un amperio.

MEDIDOR DE POTENCIA DE SALIDA

Se puede emplear un medidor de potencia de salida para comprobar la potencia de salida de audiofrecuencia. El altavoz ha de ser sustituido por el medidor de potencia de salida, el cual es conectado a la impedancia del altavoz. El medidor, entonces, da directamente la potencia de salida.

También se puede emplear un voltímetro para dicha medida, cuando no se disponga de un medidor de potencia de salida. El altavoz se ha de sustituir por un resistor que corresponda a la impedancia de aquél, y el nivel de potencia se ha de calcular a partir de la caída de tensión a través del resistor.

GENERADOR DE AUDIOFRECUENCIA

El generador de señal que se representa en la figura 4 es un oscilador en puente de Wien que puede proporcionar una tensión de salida de un voltio eficaz para un margen de frecuencia de 15 hertzios a 200 kilohertzios.

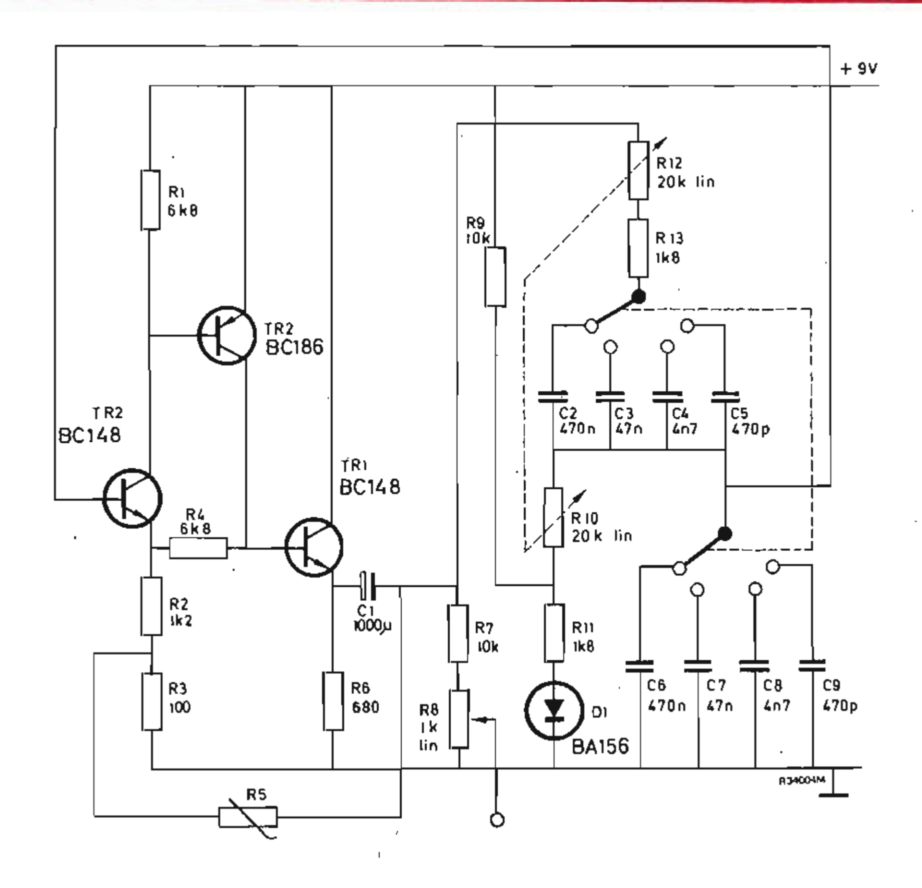


Fig. 4. Circuito de un generador de señal de audiofrecuencia

Descripción del circuito

El circuito utiliza un termistor *R5* como dispositivo de control de amplitud, y la salida es esencialmente independiente de pequeñas variaciones de la tensión de alimentación y de la temperatura ambiente. El oscilador sólo utiliza tres transistores y, aparte de los condensadores que determinan la frecuencia, un solo condensador. El circuito funciona a partir de una alimentación de 9 V, aunque existen pequeñas diferencias con tensiones de alimentación de 6 a 10 V. El consumo de corriente es:

6 V alimentación	6,3 mA
9 V alimentación	11,5 mA
10 V alimentación	13 mA

Características

La cobertura de frecuencia es de 15 Hz a 200 kHz en cuatro márgenes:

margen 1	15 Hz a 200 Hz
margen 2	150 Hz a 2 kHz
margen 3	1,5 kHz a 20 kHz
margen 4	15 kHz a 200 kHz

La distorsión armónica aproximada para 1 kHz es:

armónico segundo	0,1 %
armónico tercero	0,005 %

Para frecuencias superiores a 100 kHz, el calibrado de la frecuencia no coincide con el que corresponde a márgenes inferiores, a causa de las capacidades parásitas de las conexiones, y la tensión de salida es algo mayor.

Componentes

Transistores y diodo

TR1	BC148
TR2	BC186

TR3	BC148
D1	BA156

Resistores

Tolerancia: ± 5 % Disipación: 1/8 W

R1	6,8 kΩ
R2	1,2 kΩ
R3	100 Ω
R4	6,8 kΩ
R5	NTC resistor miniatura 63 Ω
	5 k a 25 °C
	4,2 k a 25 °C
	β valor = 3100
R6	680 Ω
R7	10 Ω
R8	potenciómetro lineal 1 kΩ
R9	10 kΩ
R10, R12	20 kΩ potenciómetro lineal equilibrado para 2 dB (equilibrado normal de estereofonía)
R11	1,8 kΩ
R13	1,8 kΩ

Condensadores

C1	1000 µF/10 V
C2, C6	470 nF
C3, C7	47 nF
C4, C8	4,7 nF
C5, C9	470 pF

COMPROBADOR DE TRANSISTORES

El comprobador de transistores representado en la figura 5 utiliza un indicador de 1 mA con adecuadas conexiones en paralelo para medir la corriente de colector del transistor en examen. La corriente de base del transistor puede ser conmutada a cero para la medida de la corriente de fuga inversa de colector-emisor, I_{CEO}, o a 10 µA, 30 µA, 100 µA, 300 µA o a 1 mA para medir el factor de ganancia de corriente, h_{FE}.

Descripción del circuito

Se emplea un indicador de desviación total de 1 mA, y se elige *R9* para obtener una resistencia total de 450 Ω. El conmutador S_A selecciona *R1* a *R7*, cuya conexión común se toma del colector para evitar la necesidad de un polo adicional en el conmutador NPN/PNP de selección, S_B. Los resistores en paralelo *R10* a *R16* son conectados por S_C para proporcionar el margen de corriente de colector de 0 a 1 mA, 0 a 3 mA, 0 a 10 mA, 0 a 30 mA y 0 a 100 mA. El conmutador S_D y los resistores *R17* y *R18* constituyen un medio de comprobación de las baterías. El diodo *D1* proporciona la protección del indicador, limitando la corriente que pasa a través de éste a 2 mA.

Los conmutadores S_D y S_E han de estar normalmente abiertos, con el objeto de evitar el consumo de corriente.

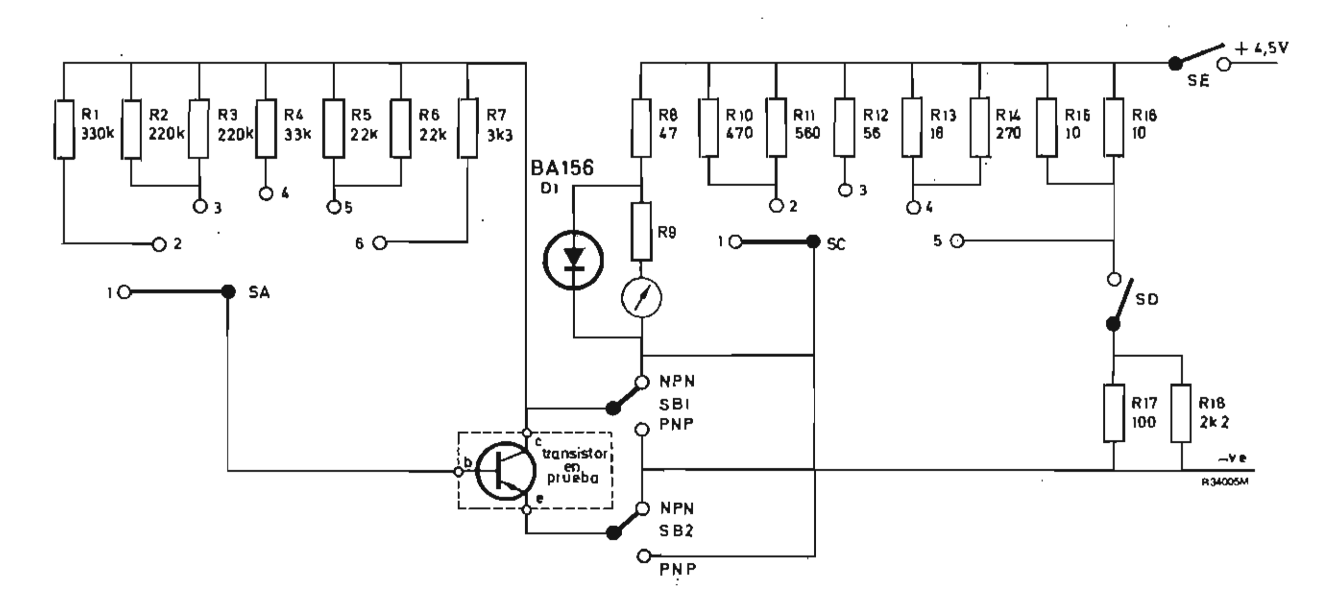


Fig. 5 Circuito de un comprobador de transistores

Medida de I_{CEO} y h_{FE}

El conmutador S_A se coloca en la posición 1, S_B en la polaridad correcta y S_C en el margen elevado. El transistor se inserta en el soporte y con S_E presionado en la posición "cerrado", se gira S_C hasta obtener una lectura. Para los transistores de germanio, esta corriente, I_{CEO}, ha de ser aproximadamente de 0,5 a 2 mA, aunque para transistores de potencia puede ser mayor. Para los de silicio, I_{CEO} es despreciable. Si se obtiene una lectura alta, probablemente el transistor es defectuoso (colector cortocircuitado con el emisor).

Para la medida de ganancia, el conmutador S_A está colocado en la posición que corresponde a la corriente de base necesaria, S_C está colocado en un margen elevado y se presiona S_E. Si la corriente de colector obtenida es I_C y la corriente de base es I_B, la ganancia del transistor viene dada por:

$$h_{FE} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$$

Si I_{CEO} es lo bastante pequeña como para ser despreciada, h_{FE} se puede leer directamente en el indicador, pero sólo para corrientes de base de 10 μA, 100 μA y 1 mA. Para otros valores de la corriente de base, la ganancia debe ser calculada por medio de la anterior fórmula.

Si no se obtiene un aumento de la corriente de colector cuando la corriente de base está conectada, se puede suponer que el transistor está en circuito abierto.

Comprobación de la batería

La batería interna ha de ser comprobada periódicamente. Sin transistor en el soporte, S_C se conecta a la posición de 100 mA y se presionan S_D y S_E. De una batería de 4,5 V se obtiene así una corriente de 45 mA.

Exactitud

La exactitud del circuito está determinada por la tolerancia de los resistores –se recomiendan componentes del 5 % – y de la tensión de la batería. La exactitud depende también del tipo de transistor que se ha de comprobar y de su ganancia.

Los resistores de base están conectados al colector del transistor y, con este montaje, la corriente de base depende en cierto grado de la caída de tensión en el circuito del instrumento de medida. Además, con transistores de germanio la corriente de base será más elevada que el valor fijado, debido al valor inferior de V_{BE}.

Con el conmutador S_A en la posición de 10 μA, para un transistor de silicio, por ejemplo, la corriente de base será de 10 μA para una lectura del indicador a plena escala. En una lectura del indicador de un tercio de la plena escala, la corriente de base será de 11 μA. Un error parecido se presentará en todos los márgenes. Para un transistor de germanio, la corriente de base correspondiente a la lectura del indicador a plena escala será de 11,5 μA y 15,5 μA para un tercio de plena escala.

En muchos casos el error del dispositivo de silicio puede ser despreciado. En el caso de los dispositivos de germanio, se ha de recordar que la corriente de base es un 20 % más elevada que el valor fijado.

Componentes

Diodo

D1	BA156

Resistores

Tolerancia: ± 5 %   Disipación: 1/8 W

R1	330 kΩ
R2, R3	220 kΩ
R4	33 kΩ
R5, R6	22 kΩ
R7	3,3 kΩ
R8	47 Ω
R9	véase texto
R10	470 Ω
R11	560 Ω
R12	56 Ω
R13	18 Ω
R14	270 Ω
R15, R16	10 Ω
R17	100 Ω
R18	2,2 kΩ

INDICADOR DE EQUILIBRIO

En la figura 6 se representa un sencillo circuito de indicación que se puede emplear para equilibrar las dos salidas de un sistema estereofónico.

Los componentes *C1* y *C2* amortiguan el movimiento de la aguja del instrumento de medida. El resistor *R3* se elige de acuerdo con el valor de la corriente del indicador y la salida del amplificador (en general 10 kΩ para un movimiento de 1 mA). El valor de la tensión de los condensadores electrolíticos ha de ser igual a la mitad de la tensión de alimentación del sistema con el cual se emplea el indicador.

PROTECCIÓN CONTRA CORRIENTES DERIVADAS A TIERRA

Los transistores pueden ser destruidos por corriente derivada a tierra si el chasis del equipo de comprobación está conectado a tierra. El chasis puede alcanzar un potencial de c.a. de 50 a 100 V por medio de un acoplamiento electrostático entre el primario y el núcleo del transformador de red, como se puede observar en la figura 7. Si el equipo que se ha de comprobar está conectado con los terminales de salida de un generador de señal no conectado a tierra, por ejemplo, este potencial electrostático es transferido al chasis del equipo, como puede verse en la figura 7. Un condensador de aislamiento en los terminales de medida no evitará que se transfiera el potencial, puesto que se trata de un efecto electrostático. Si se aplica entonces un soldador conectado a masa a la base del transistor que está en el circuito, pasará una corriente relativamente grande a masa a través del transistor y éste resultará destruido.

La formación de este potencial electrostático se puede evitar conectando a masa el chasis del equipo y el del instrumento de comprobación. Un condensador de aislamiento, por lo general de 1 μF, se ha de conectar en el terminal entre el generador de señal y el equipo, a fin de evitar el paso de corriente continua.

Los transistores se pueden dañar también si se emplea un soldador no conectado a masa. Esto es posible si la punta del soldador, por ruptura del aislamiento, alcanza un potencial de pocos voltios. Si se emplea el soldador en un circuito, el potencial de la punta puede determinar una corriente relativamente elevada a través de los transistores. Los daños debidos a este defecto se pueden evitar asegurándose de que el soldador esté conectado a tierra. Sin embargo, se ha de recordar que, cuando se utiliza un soldador conectado a tierra, la alimentación del circuito debe ser desconectada durante la soldadura.

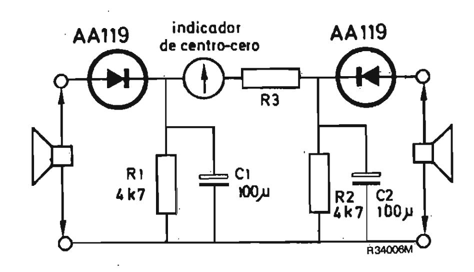
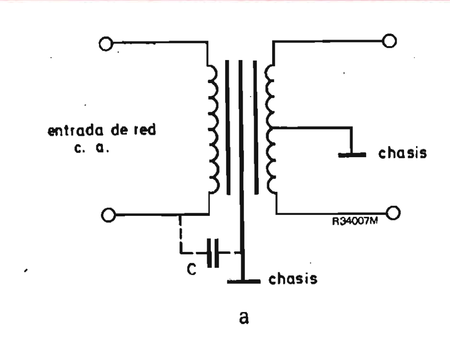


Fig. 6. Circuito indicador de equilibrio



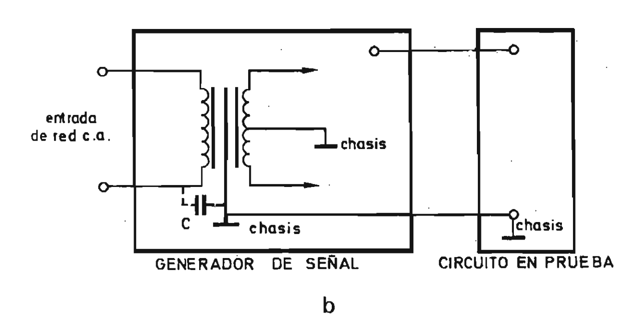


Fig. 7. Esquema en el que se indica *a)* cómo se eleva el potencial de un chasis no conectado a tierra y *b)* cómo se transfiere el potencial a otro chasis no conectado a tierra

FUNCIONAMIENTO Y APLICACION DE LOS TUBOS INDICADORES NUMERICOS

Los tubos indicadores numéricos son dispositivos de cátodo frío con atmósfera gaseosa que permiten visualizar claramente números o símbolos. Ofrecen varias ventajas sobre otros tipos de componentes visualizadores, en particular alta fiabilidad, larga duración de vida y sencillez en los circuitos de excitación. La mayor parte de los tubos indicadores numéricos visualizan los números 0 a 9, aunque el principio se aplica igualmente a caracteres y símbolos. El indicador consta básicamente de una serie de cátodos formados por los caracteres que ha de visualizar, colocados uno detrás de otro de modo que la interferencia visual sea mínima, y un solo ánodo. La descarga luminosa producida entre el ánodo y un cátodo da lugar a una visualización del carácter o símbolo correspondiente.

Principio de la descarga gaseosa

En cualquier tubo electrónico con atmósfera de gas hay electrones libres e iones producidos por los efectos de la radiación natural. Si se aplica una tensión entre el ánodo y el cátodo, los electrones son atraídos por el ánodo y los iones positivos por el cátodo. Si aumenta la tensión, la ionización también aumenta hasta mantener una corriente a través del tubo. El valor de la tensión de ánodo para la que esto ocurre recibe el nombre de tensión de encendido o de cebado.

Después del encendido, la tensión entre ánodo y cátodo disminuye hasta llegar al valor de mantenimiento, ya que los iones positivos de mantenimiento lento forman una carga de espacio, o ánodo virtual cerca del cátodo. Los electrones separados del cátodo por bombardeo de los iones positivos entran en un fuerte campo eléctrico y adquieren energía suficiente para producir ionización, a pesar de la caída de la tensión a través del tubo. Éste funciona en la *región de descarga luminosa* y con la descarga recubriendo una pequeña parte del cátodo. Si aumenta la corriente de cátodo, el resplandor cubre una parte cada vez mayor del cátodo sin variar apenas la tensión de mantenimiento.

Cuando el resplandor recubre todo el cátodo, un nuevo aumento de la corriente lleva el tubo a la *región de descarga anormal*, en la que tanto la tensión de ánodo como la disipación aumentan. Los tubos indicadores numéricos funcionan en la región de descarga anormal para conseguir que el resplandor recubra todo el cátodo.

La distribución de la tensión entre ánodo y cátodo en relación con la descarga luminosa está representada en la figura 1. La descarga consta de un cierto número de regiones, formando el resplandor negativo, recubrimiento del cátodo que se aprovecha para visualizar el carácter deseado. La *columna positiva* se elimina en los tubos indicadores numéricos por medio de un diseño adecuado de los electrodos.

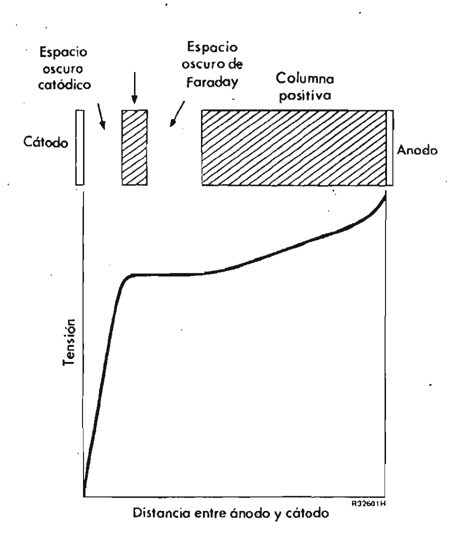


Fig. 1. Distribución de la tensión entre ánodo y cátodo de un diodo de gas que muestra la localización de la descarga luminosa

Construcción de tubos indicadores numéricos

En un tubo indicador numérico típico, los finos cátodos metálicos, con la forma de los números 0 a 9, están montados sobre varillas de soporte y separados por pequeñas perlas aislantes. El conjunto está rodeado por un ánodo cilíndrico con una base sólida y una malla en el otro extremo, a través de la cual se observan los caracteres. Se establecen conexiones eléctricas entre cada cátodo y las patillas de la base, y todo el conjunto se encierra en una ampolla de vidrio. Como los cátodos están hechos con hilo metálico de pequeño diámetro y el resplandor que lo rodea tiene un diámetro mucho mayor que el propio cátodo, el carácter luminoso puede verse fácilmente.

Es posible diseñar los tubos para observarlos frontal o lateralmente y se pueden utilizar ampollas rectangulares a fin de montar los tubos más próximos entre sí.

El color de la descarga depende del gas encerrado en el tubo. La mayoría de los indicadores tiene un resplandor rojo anaranjado brillante, producido por neón con pequeñas cantidades de argón y mercurio.

Funcionamiento del tubo indicador numérico

A partir de cuanto se ha expuesto, se comprende que el funcionamiento de un tubo indicador requiere:

1. una tensión entre el ánodo y el cátodo de visualización inicialmente mayor que la tensión de cebado del tubo;
2. después del cebado, una tensión mayor que la tensión de mantenimiento del tubo;
3. una corriente suficiente para asegurar que el resplandor recubra todo el cátodo; pero no excesiva, pues de lo contrario el resplandor se extiende a las conexiones de éste.

Los cátodos se han de conmutar individualmente, de modo que la tensión de cebado se establezca entre el ánodo y el cátodo requerido.

Estas condiciones las cumple el circuito de visualización básico representado en la figura 2. Los interruptores de los cátodos están representados por interruptores mecánicos; el correspondiente al cátodo se cierra para visualizar el número. Entonces se establece una descarga entre ese cátodo y el ánodo, y circula corriente por el tubo. El resistor R_a se elige de forma que limite la corriente al valor requerido, para la tensión anódica de mantenimiento.

Esta elemental explicación prescinde de la influencia de los demás cátodos en la descarga entre el ánodo y el cátodo conectado. Los cátodos desconectados actúan como sondas que captan parte de la corriente del tubo. Si los cátodos están aislados, como se representa en la figura 2 mediante interruptores mecánicos, adoptan un potencial flotante ligeramente inferior al del ánodo. No obstante, si circula una corriente de fuga, el potencial del cátodo disminuye y pasa una mayor proporción de la corriente del tubo por los cátodos desconectados. Esto provoca un resplandor difuso que dificulta la lectura del número visualizado. Si el potencial catódico aumenta por encima del potencial flotante, los cátodos desconectados pueden funcionar como ánodos y suministrar corriente al cátodo conectado.

Es, pues, necesario, en los casos en que pueda circular una corriente de fuga, mantener el potencial de los cátodos desconectados entre dos límites, El potencial ha de ser lo suficientemente elevado para garantizar una lectura clara del número visualizado, pero no excesivamente, a fin de evitar que se formen descargas secundarias. Esta polarización catódica puede obtenerse mediante una alimentación separada o por medio de un resistor de cátodo, cuyo valor se elige de modo que dé el potencial catódico requerido cuando circula la corriente de fuga. Más adelante se tratará de la polarización de cátodo en diversos sistemas de ataque. De momento, se supone que se usan interruptores mecánicos al examinar los sistemas de visualización.

Hasta aquí se ha supuesto que se aplicaban tensiones continuas a los tubos indicadores numéricos. Éstos pueden también trabajar con el semiciclo positivo de una onda alterna, o con impulsos. La luz emitida por la imagen es proporcional al valor medio de la corriente, pero, trabajando con impulsos, el nivel de pico de la corriente es más alto que en el caso de la corriente continua, y por tanto los números pueden aparecer más brillantes. La frecuencia más baja de funciona-

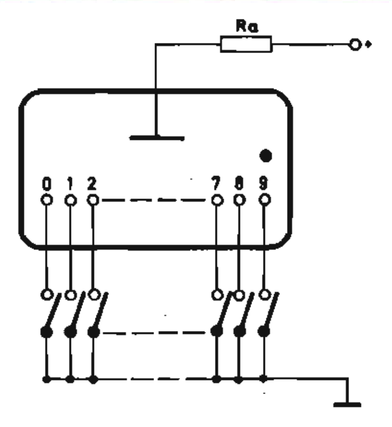


Fig. 2. Sistema básico de visualización con tubo indicador numérico

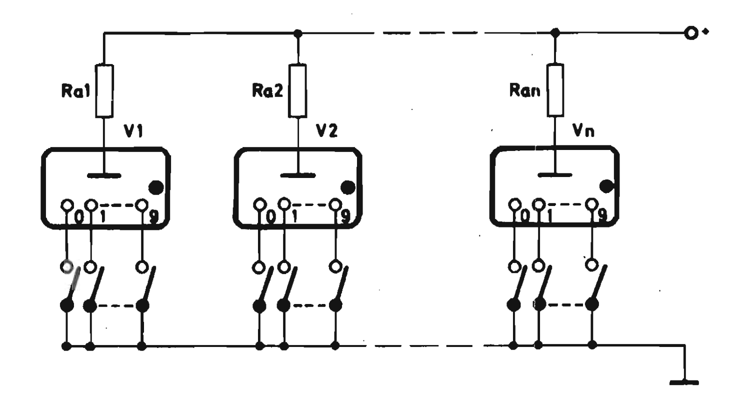


Fig. 3. Circuito básico de un sistema de visualización estático

miento está determinada por la aparición de centelleo, mientras los tubos hayan funcionado a frecuencias de hasta 100 kHz.

Sistemas de visualización

Visualización estática y dinámica

En un sistema práctico de visualización se utilizan varios tubos indicadores numéricos. Hay dos métodos para excitar los tubos: el sistema estático, en el cual cada cátodo es conmutado individualmente, y el sistema dinámico, en el cual todos los cátodos que representan el número requerido se conectan a la vez; el número concreto es seleccionado conmutando el ánodo del tubo correspondiente.

La figura 3 representa el circuito básico de un sistema de visualización estático. Este circuito constituye una ampliación del sistema con un solo tubo, representado en la figura 2. Cada tubo dispone de diez interruptores, uno por cátodo. Si el sistema de visualización comprende *n* tubos, se requerirán 10*n* interruptores. El número de interruptores puede reducirse considerablemente adoptando el sistema dinámico representado en la figura 4. Aquí sólo se utilizan diez interruptores de cátodo, pero se añade un interruptor en el circuito anódico de cada tubo. Para visualizar un número,

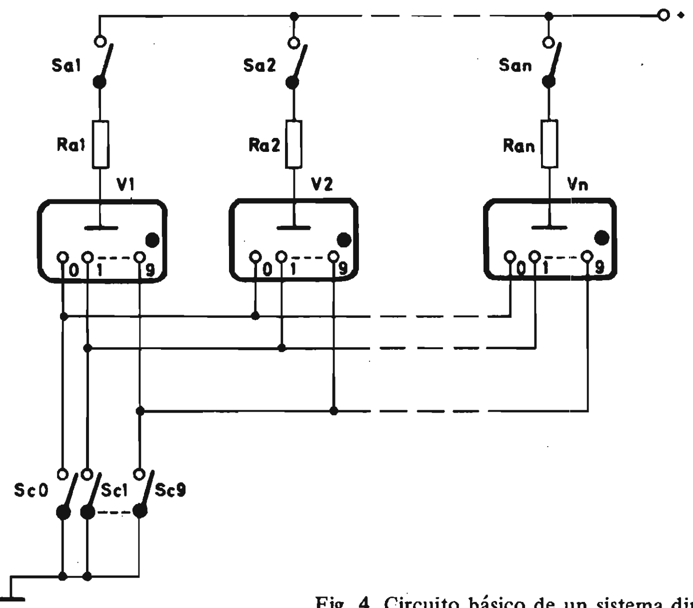


Fig. 4. Circuito básico de un sistema dinámico de visualización

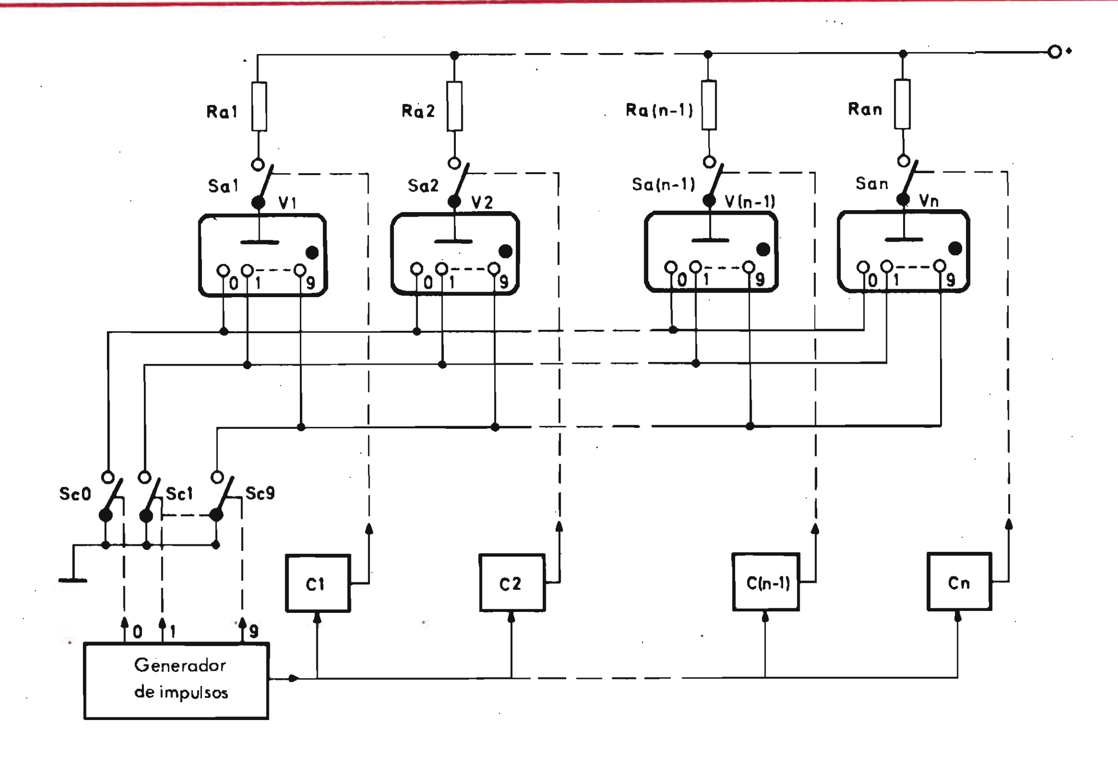


Fig. 5. Esquema de bloques del sistema de visualización por barrido de cátodo.

por ejemplo el 7 en *V2*, tienen que cerrarse a la vez los interruptores *Sc7* y *Va2*. Así, la reducción del número de interruptores catódicos comporta la complicación de que el interruptor de ánodo requerido se ha de cerrar. El número total de interruptores requeridos para un sistema de n tubos es $(10 + n)$ interruptores.

La visualización dinámica puede lograrse de dos maneras: por barrido de cátodo y por barrido de ánodo. En el barrido de cátodo, los cátodos de los tubos indicadores son seleccionados secuencialmente en un ciclo continuo y los interruptores anódicos se cierran en el momento adecuado para visualizar los números requeridos. En el barrido de ánodo, los ánodos son seleccionados en un ciclo continuo y son los interruptores catódicos los que se cierran para visualizar los números correspondientes. La velocidad a la que se conmutan los ánodos y los cátodos es suficientemente elevada para que el número seleccionado aparezca fijo.

Barrido de cátodo

La figura 5 muestra un diagrama del circuito de un sistema de visualización dinámico, por barrido de cátodo. La información que se ha de visualizar constituye la salida de los contadores decimales *C1* a *Cn*. (Para simplificar no se representan los circuitos que proporcionan la información a los contadores.) Cada contador está asociado a un tubo indicador. Los cátodos de los tubos se alimentan secuencialmente con impulsos procedentes de un generador, empezando, en este caso, por el cátodo 9. Al mismo tiempo se aplican impulsos a los contadores. Éstos cierran el interruptor anódico del tubo al que están asociados, cuando el impulso procedente del generador coincide con el impulso de salida y se produce la descarga en el tubo. Si, por ejemplo, el contador *C1* indica el número 7, el tercer impulso del generador, según el diagrama de impulsos de la figura 6, coincide con el impulso de salida, el interruptor anódico *Sa1* se cierra, al mismo tiempo se cierra el interruptor catódico *Sc7*, y el número 7 aparece en *V1*. Si el contador *C2* ha de visualizar el número 5, dos impulsos más tarde se cierra el interruptor catódico *Sc5*, se produce luego un impulso en el contador 2 para cerrar el interruptor anódico *Sa2*, y *V2* iluminará el número 5.

El sistema de barrido de cátodo presenta dos inconvenientes principales. El primero consiste en que los interruptores catódicos se han de calcular de modo que soporten la corriente total de todos los tubos indicadores. Si todos los tubos deben representar el mismo número (la lectura cero es una coincidencia probable), la corriente de pico de ánodo de todos los tubos puede pasar

por un solo interruptor catódico. El segundo inconveniente consiste en que el sistema no puede utilizarse para visualizar la salida de registradores pasivos como un sistema de memoria de núcleos magnéticos, o un registro de desplazamiento. En estos casos se ha de usar un sistema de visualización por barrido de ánodo.

Barrido de ánodo

El esquema de un sistema de visualización por barrido de ánodo se indica en la figura 7. Este sistema visualiza la salida de una memoria o de un registro de desplazamiento. La unidad de control pregunta a la memoria, y el primer número que se ha de visualizar pasa al selector de cátodos. Esta unidad consiste en un decodificador que traduce la señal de la memoria a la forma decimal y luego cierra el interruptor correspondiente al número. Al mismo tiempo, la unidad de control envía un impulso al selector de ánodos, el cual cierra el interruptor anódico de *V1*, *Sa1*. Así, pues, el tubo indicador *V1* visualiza el primer número de la memoria. Luego, la unidad de control pregunta a la memoria por segunda vez y el segundo número pasa al selector de cátodos. Se cierra el interruptor catódico correspondiente y el impulso de la unidad de control enviado al selector de ánodos cierra el interruptor anódico *Sa2*. Así el tubo indicador *V2* visualiza el segundo número de la memoria. Impulsos sucesivos de la unidad de control cierran secuencialmente los interruptores anódicos de todos los tubos indicadores y así son visualizados por turno los números de la memoria.

El sistema de barrido de ánodo elimina los inconvenientes del sistema de barrido de cátodo relativos a la corriente de los interruptores catódicos. Puesto que cada vez se enciende un único tubo, aunque todos los tubos hayan de visualizar un mismo número, sólo circula por el interruptor catódico la corriente de pico de un tubo.

Elección del sistema de visualización

La elección de un sistema de visualización de entre los distintos existentes depende de la aplicación determinada a que esté destinado. Por ejemplo, debe adoptarse un sistema dinámico de barrido de ánodo para visualizar la salida de registros pasivos. Cuando sea posible elegir más de un sistema, la decisión se puede basar en motivos económicos. Un sistema estático requiere un gran número de interruptores de cátodo. El número de interruptores se reduce en un sistema dinámico, pero se requieren circuitos más complejos, como son los contadores. Por lo tanto, es necesario tener en cuenta el coste de los componentes y otros factores, como la fiabilidad y los repuestos, al elegir el tipo de sistema visualizador.

Métodos de excitación de tubos indicadores numéricos

Diversos circuitos pueden utilizarse como interruptores de ánodo y de cátodo. Como elementos activos pueden adoptarse transistores, circuitos integrados o interruptores de silicio controlados. La elección dependerá de muchos factores y probablemente será la propia aplicación la que determine el elemento activo que hemos de elegir.

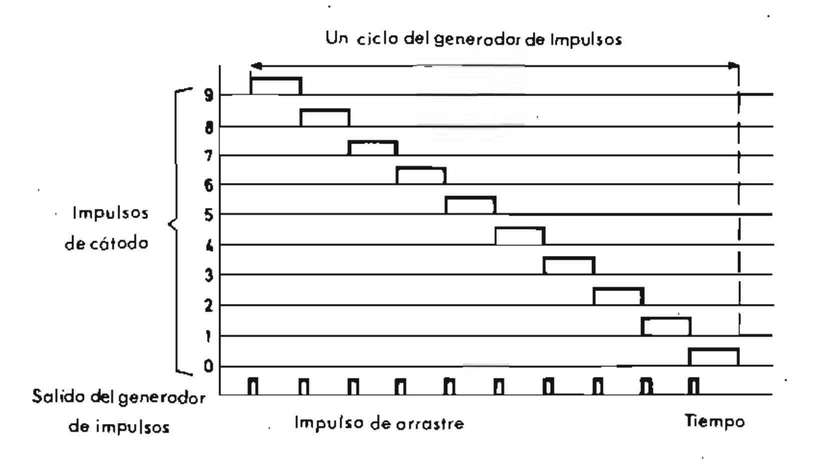


Fig. 6. Diagrama de impulsos en el sistema de barrido de cátodo

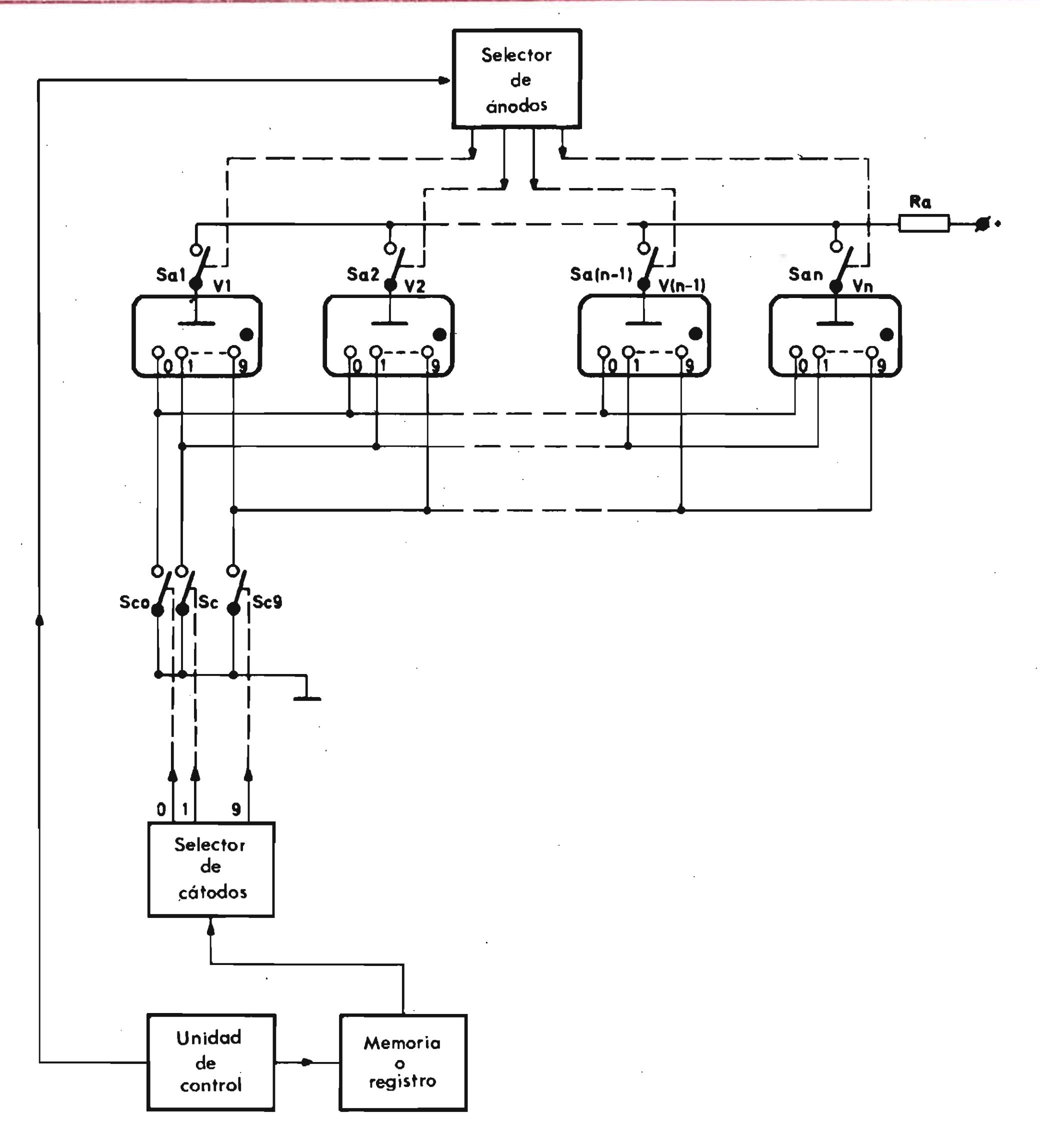


Fig. 7. Esquema de bloques del sistema de visualización por barrido de ánodo

SISTEMAS DE VISUALIZACION PARA TUBOS INDICADORES NUMERICOS

Los tubos indicadores numéricos pueden trabajar de dos maneras para constituir un sistema de visualización. En el primer método, la visualización estática, cada uno de los tubos recibe la información que hay que visualizar por separado y permanentemente. En el segundo, la visualización dinámica, los tubos son activados secuencialmente, y el carácter aparece visualizado sólo durante un corto intervalo, pero con una cadencia de repetición suficientemente elevada para dar la impresión de una visualización permanente. Aquí trataremos de los sistemas de visualización estática con transistores y circuitos integrados. Se examinará también el funcionamiento de las alimentaciones de alta y baja tensión.

Utilización de la visualización estática

La elección entre la visualización estática y la dinámica depende a menudo de la aplicación a que esté destinada; influye, por ejemplo, el modo como se presenta para excitar los circuitos la información que ha de utilizarse. Sólo pueden darse, pues, orientaciones generales, y las razones económicas de una aplicación concreta pueden prevalecer muy bien sobre tales consideraciones generales.

En un sistema de visualización estático se requiere un decodificador para cada tubo. Aunque un sistema dinámico sólo requiere un decodificador, los circuitos de excitación son más complejos que en un sistema estático y por tanto, más caros. El precio de un sistema estático aumenta con el número de tubos.

Funcionamiento del visualizador estático

La figura 1 presenta el esquema básico de un sistema de visualización estática. Cada tubo requiere diez interruptores, S_0 a S_9, que pueden ser interruptores mecánicos, interruptores controlados, transistores o circuitos integrados. Un sistema que utilice interruptores mecánicos no requiere más aclaraciones. Aquí consideraremos el diseño de sistemas que utilicen transistores y circuitos integrados.

La figura 2 representa el método normal para excitar un tubo indicador numérico en un visualizador estático con transistores. Estos sustituyen directamente los interruptores mecánicos representados en la figura 1.

El valor del resistor de ánodo R_a depende de la tensión de alimentación y de la corriente anódica del

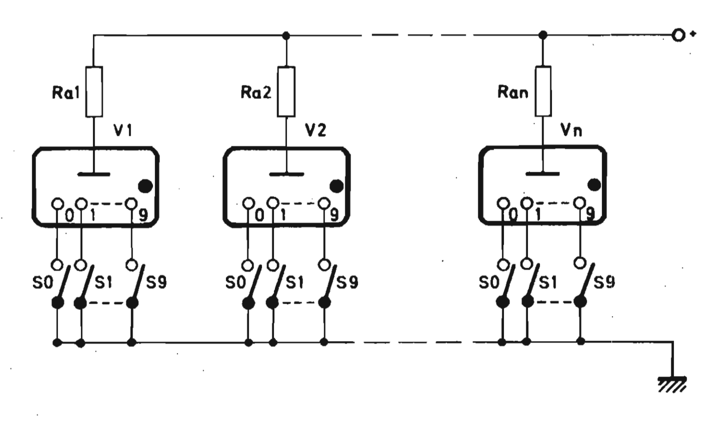


Fig. 1. Circuito básico de un sistema de visualización estática

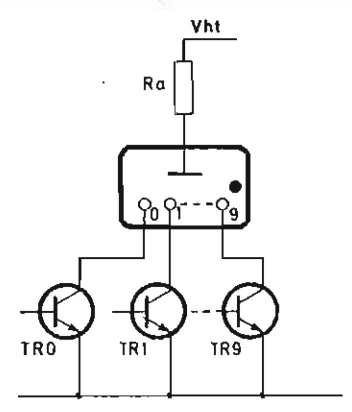


Fig. 2. Tubo indicador numérico con excitación por transistores

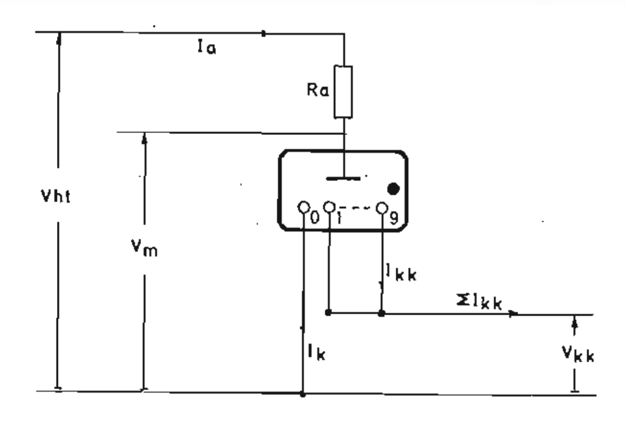


Fig. 3. Tensiones y corrientes en un tubo indicador numérico

tubo y viene dado por la expresión:

$$R_a = \frac{V_{ht} - V_m}{I_a}$$

En esta fórmula, V_{ht} es la tensión de alimentación, V_m la tensión de mantenimiento del tubo, e I_a la corriente anódica total.

Para el tubo ZM1170, si funciona con una corriente de 2 mA y es alimentado a 250 V en corriente continua, la tensión de mantenimiento típica es de 140 V. Sustituyendo estos valores en la expresión anterior, tenemos:

$$R_a = \frac{250 - 140}{2 \times 10^{-3}} = 55 \text{ k}\Omega.$$

El valor normalizado más próximo es de 56 kΩ.

La corriente anódica del tubo es la suma de la corriente de cátodo I_k y de la corriente total por efecto sonda, ΣI_{kk}, debida a las fugas de los cátodos desconectados. La corriente de sonda es captada por los cátodos desconectados de la descarga principal entre ánodo y el cátodo conectado, y forma un resplandor difuso que aumenta al disminuir la diferencia de potencial entre el cátodo conectado y los desconectados. La relación entre estas tensiones y corrientes se indica esquemáticamente en la figura 3.

La figura 4 muestra el gráfico de la corriente de sonda característica para el tubo ZM1170: curvas máxima y mínima de la corriente de sonda de un sólo cátodo desconectado, I_{kk}, y de la corriente total de sonda de los cátodos desconectados, ΣI_{kk}, en función de la diferencia de potencial, entre los cátodos conectado y desconectados, V_{kk}. En dicha figura se ve también la curva correspondiente a una visualización razonablemente libre de resplandor difuso, curva C, la cual, junto con

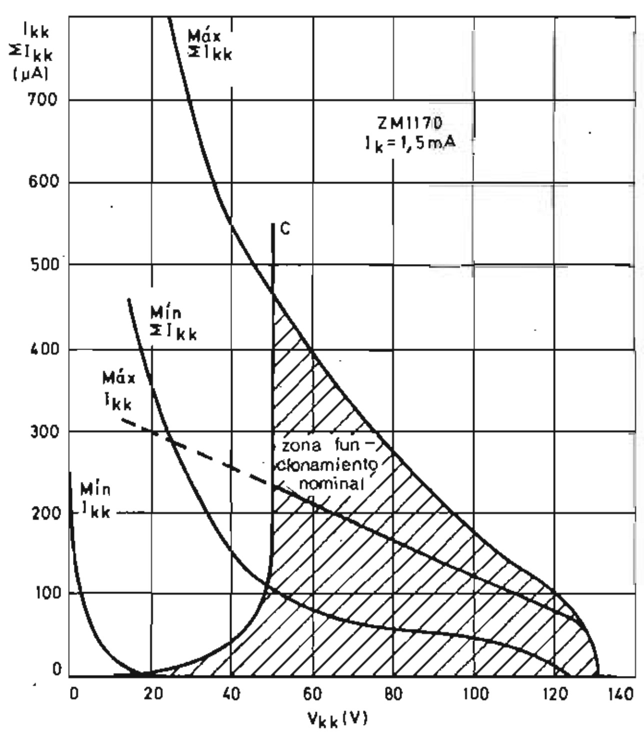


Fig. 4. Características de la corriente de sonda del ZM1170

las demás curvas, define una zona de funcionamiento nominal del tubo. Para el funcionamiento del ZM1170 con una corriente de cátodo de 1,5 mA el valor de V_{kk} ha de ser, por lo menos, de 50 voltios.

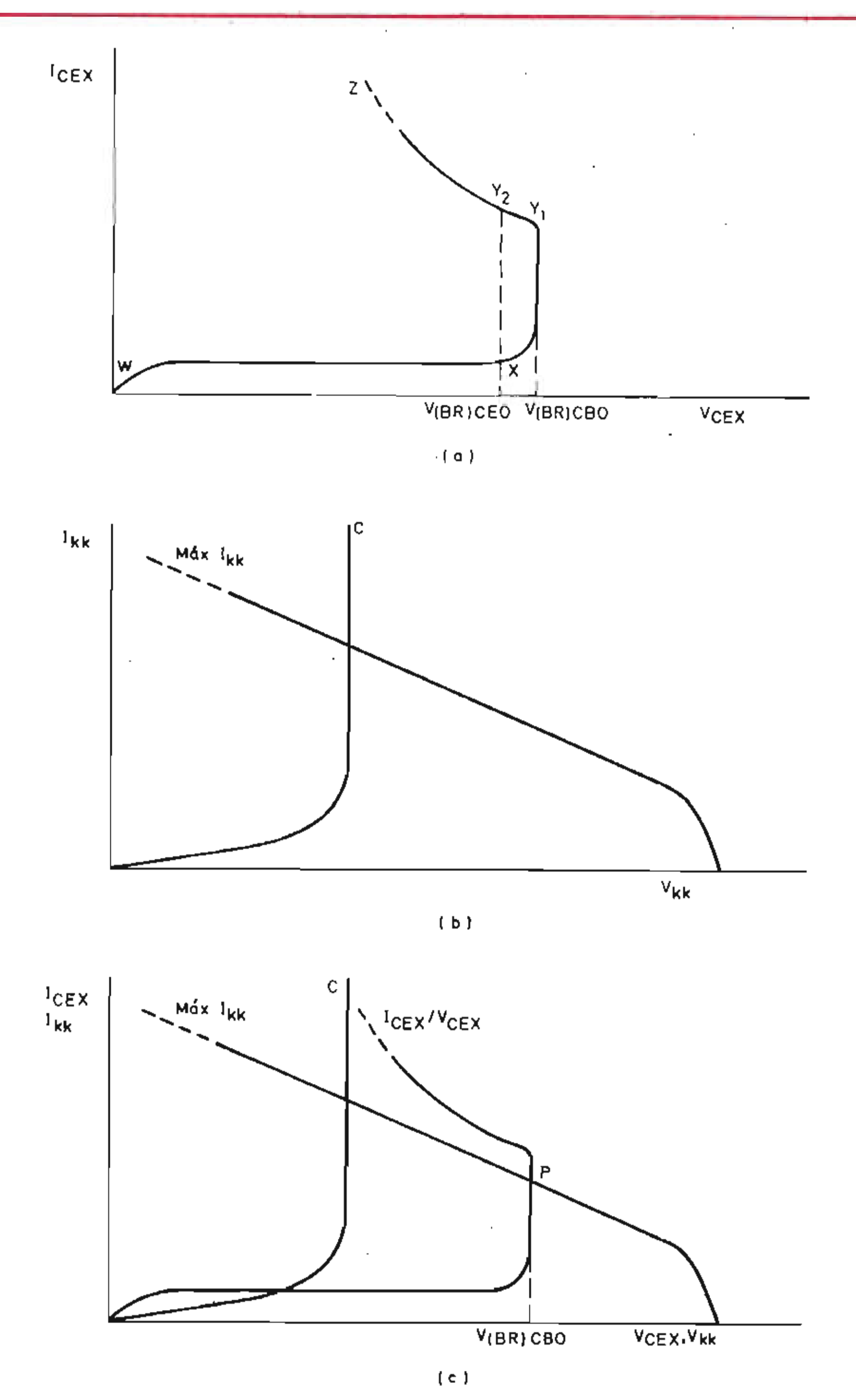


Fig. 5. Características del transistor y del tubo indicador; *a*) característica I_{CEX}/V_{CEX} del transistor; *b*) característica de la corriente de sonda del tubo indicador numérico; *c*) características del transistor y del tubo indicador numérico sobrepuestas para obtener el punto de funcionamiento

Requisitos de los transistores interruptores de cátodo

Los transistores que forman los interruptores de cátodo de los tubos indicadores representados en la figura 2 deben satisfacer ciertas condiciones. La figura 5*a* indica una característica típica I_{CEX}/V_{CEX} con la unión emisor polarizada en sentido inverso. En la sección *W-X* la corriente de colector es muy pequeña y es completamente absorbida por la base. La corriente de colector permanece aproximadamente constante hasta

el punto X. En la sección X-$Y1$, que corresponde a la tensión de ruptura colector-base $V_{(BR)CBO}$, la corriente de colector aumenta rápidamente y la curva característica se convierte en línea vertical. Toda la corriente de colector pasa por la base. La sección final de la característica $Y2$-Z representa una corriente de colector mayor que la que puede pasar por la base y corresponde a la tensión de ruptura colector-emisor $V_{(BR)CEO}$. En esta zona la característica tiene una pendiente negativa; un funcionamiento en esta parte de la curva puede originar oscilaciones.

La característica de sonda de un tubo indicador numérico se indica de nuevo en la figura 5*b*, que representa la máxima corriente de sonda de un cátodo desconectado, I_{kk}, en función de la tensión entre cátodos, V_{kk}, con la curva *C* de la figura 4 sobrepuesta. En la figura 5*c* se presentan sobrepuestas las características del transistor y del tubo indicador numérico; puede verse que el punto de funcionamiento del transistor será el punto *P*, intersección de las dos curvas.

De estas figuras se deducen tres condiciones que debe satisfacer un transistor para actuar como excitador (interruptor catódico) de un tubo indicador numérico. Estas condiciones son:

1) la tensión de ruptura $V_{(BR)CBO}$ debe encontrarse a la derecha de la curva *C* (es decir, la tensión de ruptura debe ser mayor que el valor de V_{kk} elegido para una visualización libre de brillo difuso en el tubo;
2) la transición entre $V_{(BR)CBO}$ y $V_{(BR)CEO}$ (puntos *Y1* e *Y2*) debe encontrarse por encima de la característica I_{kk} máx;
3) el transistor debe ser capaz de disipar una potencia $P_R = V_{kk} \times I_{kk}$ en el punto de trabajo *P*.

Para conocer la potencia que debe disiparse en el transistor, sirve la figura 6 que presenta la disipación de potencia P_{tot} en función de V_{kk}, para los tubos ZM1162 y ZM1170. Los datos publicados para cada tubo indicador numérico recomiendan valores de V_{kk} para una visualización razonablemente libre de brillo (como se ve, por ejemplo, en la figura 4 para el ZM1170), y también dan la curva I_{kk} máx. Así pueden asignarse valores de tensión y corriente a las tres condiciones para permitir la selección de transistores adecuados.

Tres transistores cumplirán las tres condiciones: los BSW69, BSW70 y BSX21. En la tabla 1 se resumen los parámetros más importantes de estos tres transistores

TABLA 1

Parámetros de los transistores BSW69, BSW70 y BSX21

Transistor	V_{CBO} (V)	V_{CEO} (V)	I_{CM} (mA)	h_{FE}	Encapsulado
BSW69	150	150	50	30	Plástico, patillas en línea
BSW70	100	75*	50	50	TO-18
BSX21	120	80	50	20	TO-18

*Valor de V_{CEX}

Excitación de la base del transistor

El punto de funcionamiento del transistor conectado al cátodo bloqueado, con el valor más elevado posible de I_{kk} en el tubo, puede encontrarse buscando la intersección de las características I_{CEX}/V_{CEX} y las I_{kk}/V_{kk}, como se ha explicado anteriormente. Con tensiones mayores que $V_{(BR)CEO}$ = 80 V, la corriente de colector no está suficientemente bien definida para establecer el valor necesario de la corriente de base bloqueada, I_b (off), tomada del circuito excitador, que mantenga bloqueado el transistor. Para facilitar los cálculos, puede suponerse que la característica I_{CEX}/V_{CEX} tiene la forma indicada en la figura 7, con la línea vertical a

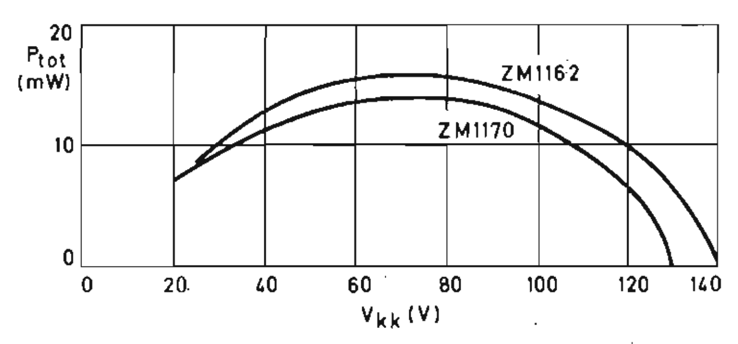


Fig. 6. Disipación de potencia, en función de V_{kk}, de los tubos ZM1162 y ZM1170

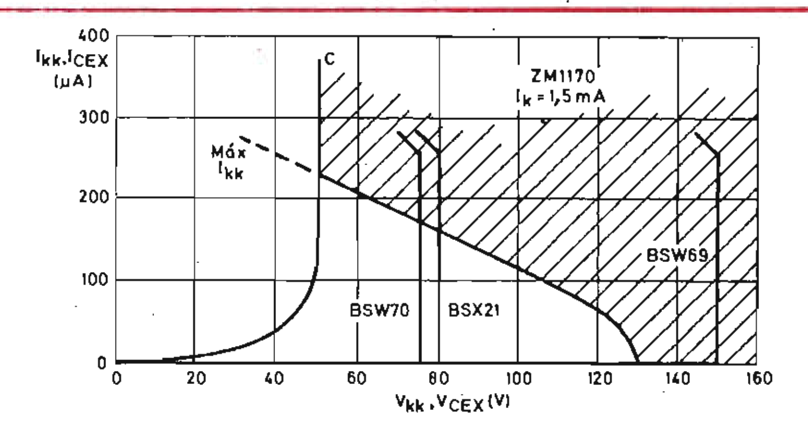


Fig. 7. Característica de la corriente de sonda del ZM1170, con las curvas I_{CEX}/V_{CEX} de los transistores sobrepuestas

75 V para el BSW70, a 80 V para el BSX21 y a 150 V, para el BSW69.

Así puede ya determinarse el máximo valor de I_b (off), pues:

$$I_b\ (\text{off}) \simeq I_{BEX} \simeq I_{CEX}.$$

Para un tubo ZM1170, con una corriente de cátodo de 1,5 mA, el valor de I_b (off) es de 170 µA para el BSW70, de 160 µA, para el BSX21, y cero, para el BSW69.

Un método corriente para excitar los tubos indicadores consiste en utilizar una puerta de diodos para la decodificación BCD, como se indica en la figura 8. El diodo *D3* asegura que el transistor permanezca bloqueado cuando las entradas de la puerta se encuentren todas a nivel bajo, incluso en las peores condiciones de entrada y de temperatura. Esto significa que el punto *X* de la figura 8 estará a una tensión 2 V_{be} por encima de la línea de masa. El valor del resistor R_{b2} depende de la corriente I_b (off) que lo atraviese, y el producto (I_b(off) x R_{b2}) no debe ser tan elevado que pueda desbloquear el transistor.

En un transistor de silicio empieza a pasar corriente de colector cuando la tensión base-emisor, V_{be}, a 25 °C vale aproximadamente 400 mV.

Esta tensión disminuye en 2 mV/°C al aumentar la temperatura ambiente. Por tanto, si existe probabilidad de que la temperatura aumente 30 °C, por ejemplo, el valor de V_{be} puede disminuir en (30 x 2) = 60 mV, y tendrá que considerarse un valor de (400 – 60) = 340 mV de V_{be} para asegurar que el transistor permanezca bloqueado. El producto (I_b (off) x R_{b2}) debe ser inferior a este valor.

El valor del resistor R_{b1} depende de la corriente de base necesaria para que el transistor se mantenga en conducción.

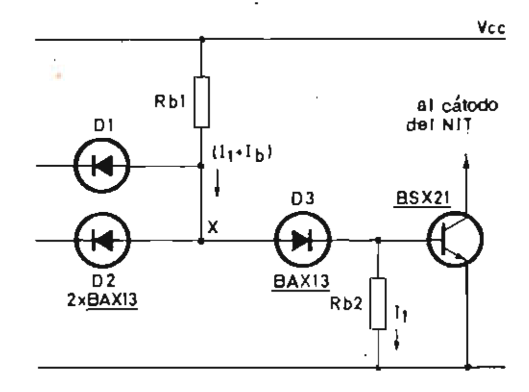


Fig. 8. Excitación por transistor de un tubo indicador numérico, con puerta de diodos para la decodificación BCD

Por tanto, los valores de los resistores R_{b1} y R_{b2} vienen dados por las expresiones:

$$R_{b1}\ \text{máx} = \frac{V_{CC} - 2V_{be}\ (\text{on})}{I_1 + I_b\ (\text{on})}$$

$$R_{b2}\ \text{máx} = \frac{V_{be}\ (\text{off})}{I_b\ (\text{off})}$$

donde V_{be} (on) es el valor de V_{be} para la corriente de colector concreta y V_{be} (off) es el valor por encima del cual el transistor podría entrar en conducción a la máxima temperatura de funcionamiento.

Como ejemplo del cálculo de los valores de los resistores R_{b1} y R_{b2}, considérese un transistor BSX21, con una tensión de alimentación de 5 V, que excita un tubo ZM1170 con una corriente de cátodo de 1,5 mA y un margen de temperatura de 25 a 55 °C.

Según los datos del BSX21, el valor típico de h_{FE} para 1,5 mA es 30, el valor de V_{be} (on) es 700 mV,

V_{be} (off) vale 400 − (2 x 30) = 340 mV e I_{be} (off) es de 160 μA,

$$R_{b2\text{máx}} = \frac{V_{be(\text{off})}}{I_{b(\text{off})}} = \frac{340 \times 10^{-3}}{160 \times 10^{-6}} = 2125\ \Omega$$

$$I_{b(\text{on})} = \frac{I_k}{h_{FE}} = \frac{1{,}5 \times 10^{-3}}{30} = 50\ \mu A$$

$$I_1 = \frac{V_{be(\text{on})}}{R_{b2\text{máx}}} = \frac{700 \times 10^{-3}}{2125} = 330\ \mu A$$

$$R_{b1\text{máx}} = \frac{V_{CC} - 2V_{be(\text{on})}}{I + I_{b(\text{on})}} = \frac{5 - 1{,}4}{(330+50) \times 10^{-6}} = 9474\ \%$$

Si se utilizan resistores con tolerancias del 10 %, los valores normalizados más próximos de R_{b1} y R_{b2} son 8,2 kΩ y 1,8 kΩ, respectivamente,

Con un transistor BSW69, el punto de funcionamiento se encuentra por encima de la característica I_{kk}, como se observa en la figura 7. Por tanto, el transistor trabajará con corriente nula y el valor teórico del resistor R_{b2} podría ser infinito. No obstante, es necesario un resistor de base para eliminar las cargas de la base, cuando el transistor conmuta de conducción a bloqueo, Las características del BSW69 indican que la tensión de ruptura $V_{(BR)CER}$ se mantiene a 150 V, con una resistencia de base de hasta 10 kΩ; pero es preferible eliminar las cargas de la base rápidamente, para lo cual es necesario un resistor más pequeño, y puede adoptarse un valor similar al ya calculado (1,8 kΩ).

El esquema de un decodificador completo con diodos, para BCD, empleando BSX21, BSW69 o BSW70 se reproduce en la figura 9. Los valores de los resistores R_{b1} y R_{b2} pueden calcularse como ya se ha explicado.

La figura 10 representa un circuito decodificador más sencillo. Se trata de un decodificador (biquinario) que decodifica uno de los cinco pares de salidas utilizando las entradas B, C y D, y que selecciona el par adecuado según el estado de la entrada A.

El valor del resistor R_b puede encontrarse con ayuda de la expresión:

$$R_b = \frac{V_{CC} - 2V_{be(\text{on})} - V_{ce(\text{sat})}}{I_{b(\text{on})}}$$

en donde $V_{ce(\text{sat})}$ es la tensión de saturación de los transistores de conmutación *TRa* y *TRb*, y $V_{be(\text{on})}$ corresponde a los transistores que excitan los tubos numéricos.

Para obtener el máximo valor de R_b, debe adoptarse el límite inferior de tolerancia de la tensión de alimentación y el máximo valor de $V_{be(\text{on})}$ (que se presenta a la temperatura inferior de funcionamiento). En el caso de un transistor BSX21, con una tensión de alimentación de 5 V ± 5 %, un valor de 700 mV para $V_{be(\text{on})}$ y de 0,1 para $V_{ce(\text{sat})}$:

$$R_{b\text{máx}} = \frac{4{,}75 - 1{,}4 - 0{,}1}{50 \times 10^{-6}} = 65\ k\Omega$$

Si se utilizan resistores con un 10 % de tolerancia, el valor normalizado más próximo es de 56 kΩ.

En la práctica se adopta un valor inferior en previsión de los transistores de menor ganancia y otras tolerancias. Puede emplearse un valor de 18 kΩ para prever un alto nivel de sobreexcitación de base.

La figura 11 representa un tercer circuito decodificador que utiliza, en este caso, circuitos integrados en vez de diodos. Se trata de un decodificador (biquinario) que emplea transistores BSX21, BSW69 o BSW70 para excitar el tubo numérico.

Excitador por circuito integrado

El FJL101 es un decodificador/excitador BCD-decimal, en técnica TTL, que puede utilizarse para excitar directamente un tubo indicador numérico. En la figura 12 se representa un sistema que combina el FJL101 con el contador de décadas FJJ141.

La máxima corriente de carga en cualquier salida es de 7 mA, de modo que pueden excitarse en paralelo tres o quizá incluso cuatro tubos numéricos. Es esencial que se aplique un desacoplamiento suficiente a las líneas de alimentación del decodificador y de la década, de lo contrario pueden presentarse errores de cómputo. Los tubos numéricos pueden funcionar a una distancia del decodificador/excitador de un metro aproximadamente, sin que se presenten inconvenientes, p. ej., oscilación.

Excitación del punto decimal

Ciertos tubos indicadores numéricos tienen la posibilidad de visualizar un punto decimal. Este cátodo puede ser excitado de la misma manera que los cátodos numéricos, o por el método más sencillo representado en la figura 13, en el que el punto decimal está combinado con un conmutador de bandas, por ejemplo.

La corriente de cátodo recomendada para el punto decimal es de 0,5 mA, corriente que es menester prever al elegir el resistor de ánodo R_a. Se ha de incluir un resistor limitador de corriente R_{dp}, para evitar que el punto decimal absorba demasiada corriente. Se recomienda un valor de 100 kΩ para R_{dp}.

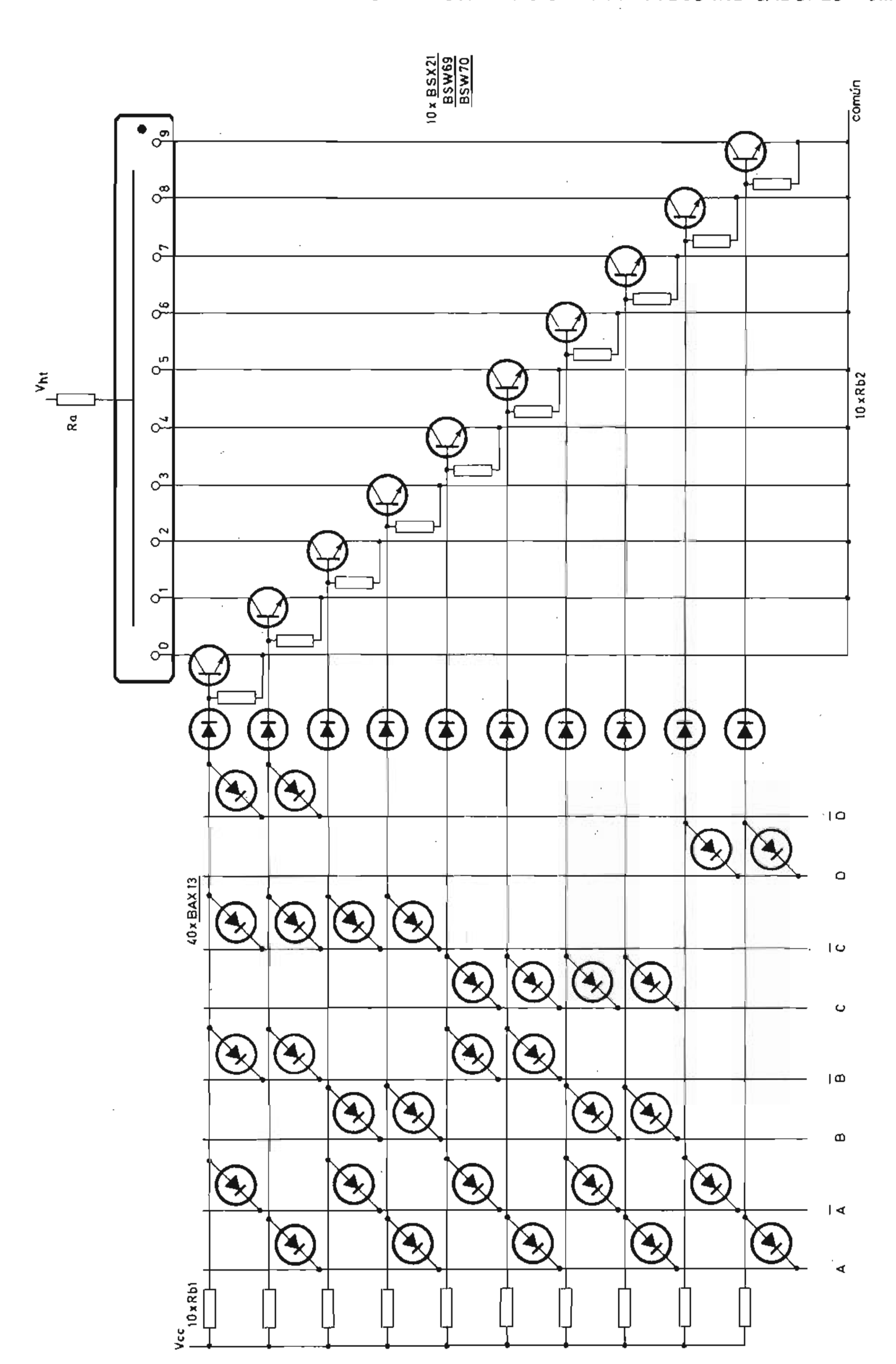


Fig. 9. Decodificador con diodos (BCD a decimal) para excitar un tubo indicador numérico

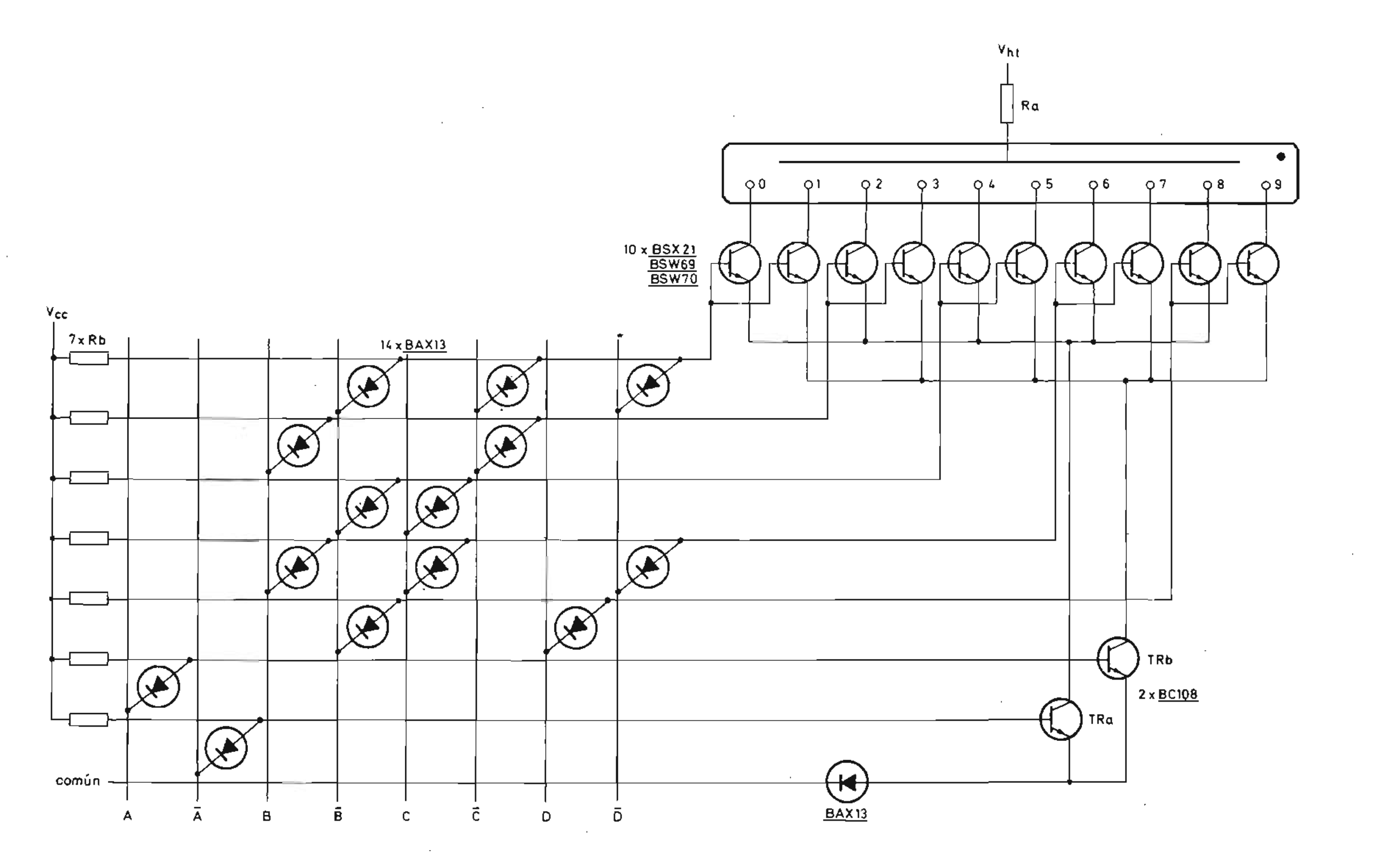


Fig. 10. Decodificador biquinario con diodos para excitar un tubo indicador numérico

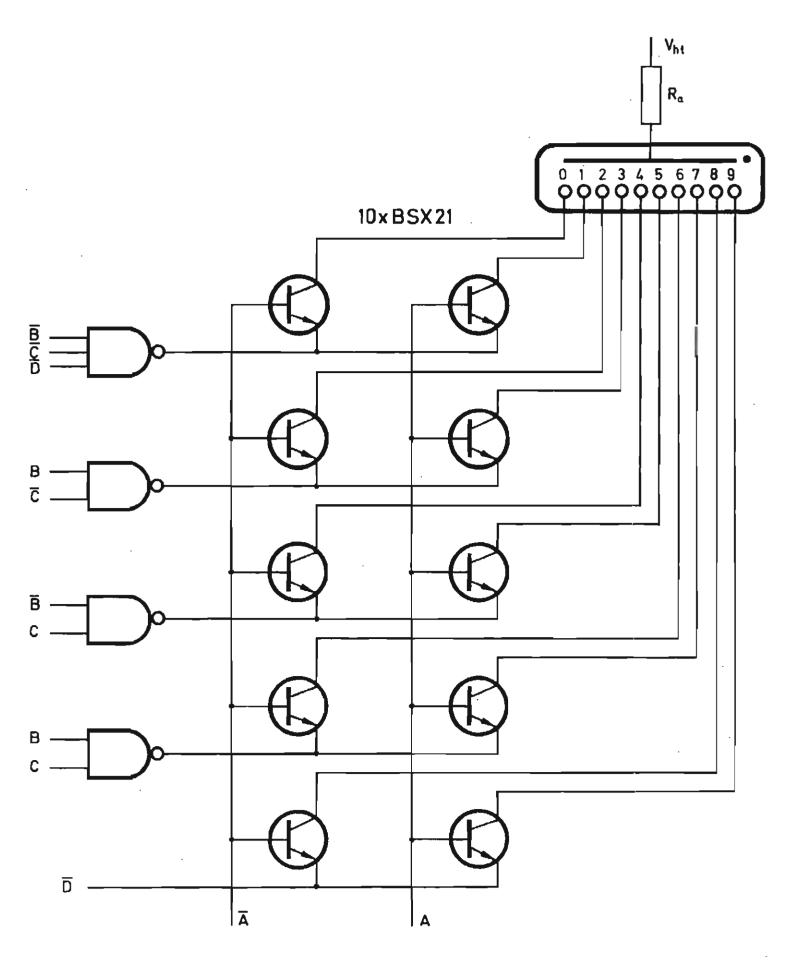


Fig. 11. Decodificador biquinario con puertas TTL para excitar un tubo indicador numérico

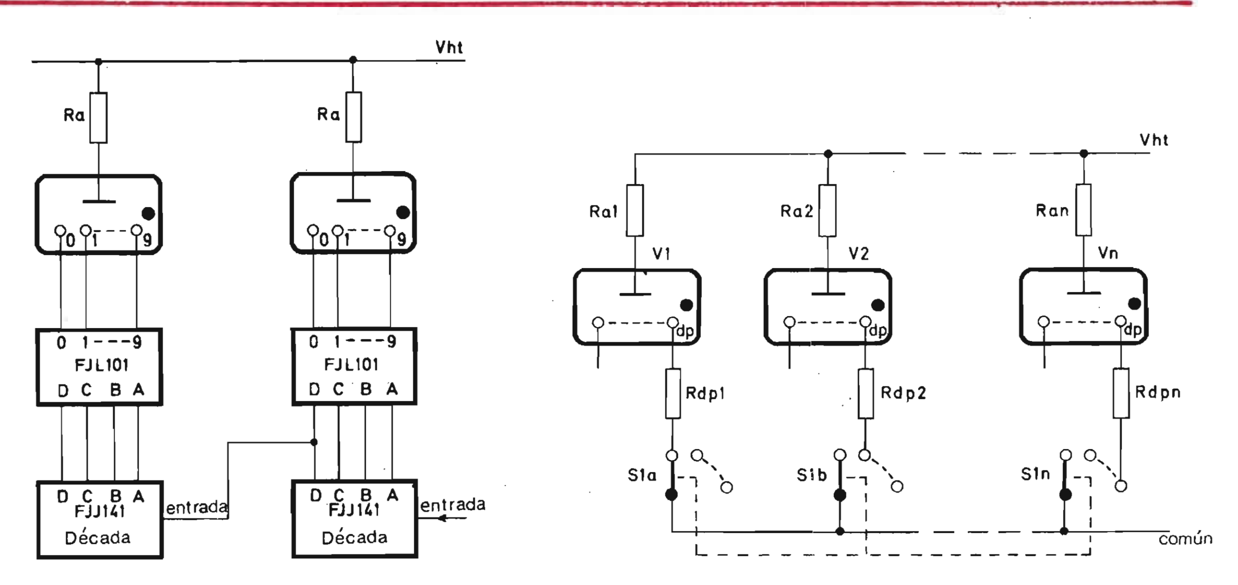


Fig. 12. Excitador/decodificador FJL101 conectado a una década FJJ141 para excitar un tubo indicador numérico

Fig. 13. Excitador del punto decimal en un visualizador estático, combinado con el conmutador de gamas

Alimentaciones de alta y baja tensión

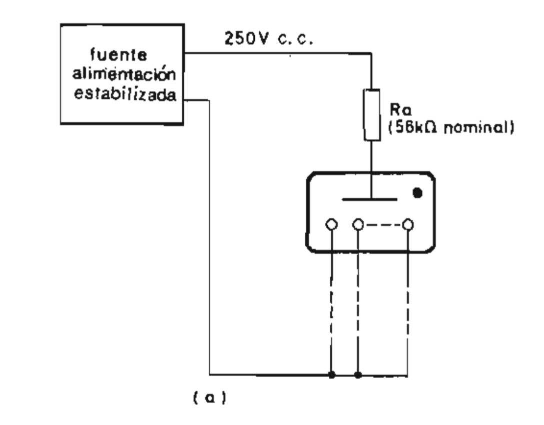
Los sistemas de visualización estática descritos pueden alimentarse tanto con alta como con baja tensión, y necesitan dos fuentes de tensión: una tensión V_{ht} superior a unos 180 V, para el tubo indicador numérico, y otra alimentación de 5 V para los transistores o circuitos integrados. La alta tensión V_{ht} puede obtenerse de una alimentación estabilizada, de los semiciclos positivos de la red, o de la rectificación de onda completa. Para la baja tensión V_{CC} se requiere una alimentación estabilizada, y en el caso de circuitos integrados ha de ser de 5 V ±5 por ciento.

La figura 14 representa los tres métodos existentes para obtener V_{ht}.

Funcionamiento a partir de la red de alimentación

La figura 14*b* representa el circuito de un rectificador de media onda utilizado para obtener V_{ht} a partir de los semiciclos positivos de la red. El condensador *C1* puede añadirse si se desea, para suprimir interferencias procedentes de la red.

Para calcular el valor de la resistencia anódica R_a necesaria en este caso, es menester encontrar la corriente media de ánodo. La forma de onda de la tensión de red se muestra en la figura 15 con la tensión de ánodo del tubo sobrepuesta. El tubo numérico se cebará cuando la tensión instantánea de alimentación alcance la tensión de cebado V_{ig} en el ángulo *X*. La tensión de ánodo cae inmediatamente a la tensión de mantenimiento V_m y



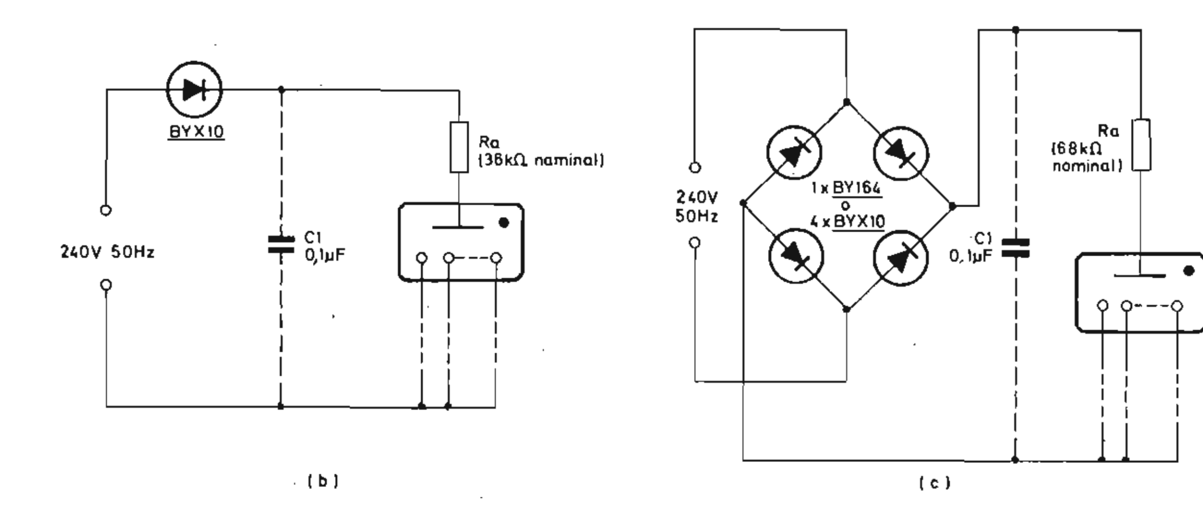


Fig. 14. Obtención de V_{ht} para un tubo indicador numérico: *a)* fuente de alimentación estabilizada; *b)* semiciclo positivo de la red; *c)* rectificador de onda completa de la red

conserva este valor hasta que la tensión de alimentación disminuye hasta la tensión de extinción V_{ext} en el ángulo Y.

Como la caída de la tensión de cebado a la de mantenimiento es aproximadamente la misma que el salto de la tensión de mantenimiento a la tensión de extinción, las áreas comprendidas entre la curva de la alimentación y las líneas verticales, indicadas en sombreado en la figura 15, son aproximadamente iguales y pueden compensarse mutuamente. El cálculo de la corriente media se simplifica así y se presenta entonces en términos de las superficies comprendidas debajo de la curva de de tensión de alimentación y de la línea recta V_m.

El pico de la tensión de alimentación, para una red de 240 V, es 340 V; la tensión de cebado vale 170 V, y la tensión de mantenimiento, 140 V. Por tanto:

$$\text{ángulo } X = \text{arc. sen.}^{-1} \frac{170}{340} = 30^{\circ}$$

$$\text{ángulo } Y = \text{arc. sen.}^{-1} \frac{140}{340} = 24^{\circ} \text{ desc. de } 180^{\circ}$$

es decir 156° a partir del inicio del semiciclo positivo. Por tanto:

$$I_{a(AV)} = \frac{1}{2\pi R_a} \int_{30^{\circ}}^{156^{\circ}} (V_{sM} \text{ arc.sen}\omega t - V_m)\, d\omega t,$$

en donde V_{sM} es el pico de la tensión de alimentación.

Como la tensión de mantenimiento es constante:

$$I_{a(AV)} = \frac{1}{2\pi R_a} \left\{ \left[-V_{sM} \cos\omega t \right]_{30^{\circ}}^{156^{\circ}} -140 \right\}$$

$$= \frac{1}{2\pi R_a} \left\{ -340\,(-0{,}91 - 0{,}87) - 140 \right\} = \frac{1}{2\pi R_a} \times 465$$

Si la corriente media es 2 mA, entonces:

$$R_a = \frac{465}{2\pi \times 2 \times 10^{-3}} = 37 \text{ k}\Omega.$$

Tomando el valor normalizado más próximo, 39 kΩ, resulta un pico de corriente de:

$$I_{aM} = \frac{(340 - 140)}{39 \times 10^{3}} = 5 \text{ mA}.$$

Es preciso asegurarse de que el circuito excitador de los cátodos puede aguantar este pico de corriente.

Cuando se obtiene V_{ht} por rectificación de la onda completa de la red de alimentación, se emplea el puente de diodos habitual, como se indica en la figura 14c. También en este caso puede incluirse el condensador *C1* para suprimir interferencias de la red. Al trabajar con la onda completa, debe doblarse el valor de R_a calculado antes para tener en cuenta la corriente durante ambos semiciclos.

Alimentación de baja tensión

Con una alimentación de baja tensión (5 V), los transistores o circuitos integrados se alimentan directamente, y se utiliza un convertidor de c.c. para obtener la tensión de ánodo de los tubos indicadores. El circuito de un inversor con bobina oscilante adecuado para ello se representa en la figura 16.

Un devanado secundario del transformador de realimentación da la tensión de salida que se rectifica con el diodo BYX10. El condensador de 100 nF proporciona un filtro adecuado. Con los componentes indicados pueden alimentarse tres tubos indicadores.

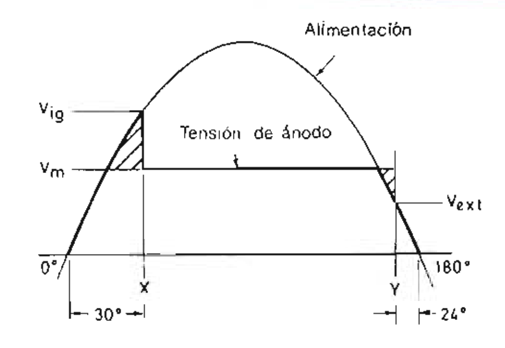


Fig. 15. Forma de onda de tensión en el ánodo de un tubo indicador numérico, sobrepuesta al semiciclo positivo de la red

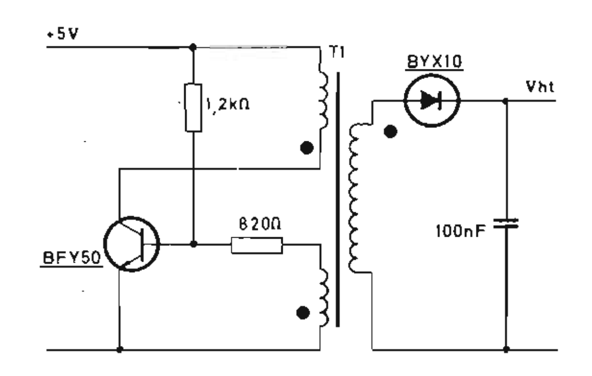


Fig. 16. Inversor con bobina osciladora para excitación de un tubo indicador numérico a partir de una alimentación de 5 voltios

Los datos de devanado del transformador son:

Núcleo	núcleo envolvente de 14 mm
Primario	21 espiras, 0,2 mm
Secundario	790 espiras, 0,7 mm
Devanado de base	20 espiras, 0,9 mm
Entrehierro	0,05 mm

Borrado

Pueden existir ciertas aplicaciones en las que sea necesario borrar la información del tubo indicador; es decir, mantenerlo con todos los transistores excitadores de los cátodos bloqueados. En tales condiciones no habrá caída de tensión en el resistor R_a, y la tensión aplicada a los transistores excitadores será mucho mayor que la normal; incluso se pueden provocar fenómenos de avalancha en ellos. Para evitarlo, V_{ht} debe limitarse a un valor de seguridad.

En los casos en que no se aplique borrado y en los que V_{ht} sea una tensión continua, su valor ha de ser menor que la suma de la mínima tensión de extinción del tubo y la tensión de ruptura del transistor de excitación. Por ejemplo, para el tubo ZM1170, con una tensión de extinción de 115 V y un transistor con una tensión de ruptura de 80 V, V_{ht} debe limitarse a 195 V.

Cuando V_{ht} se obtiene de la red, como en las figuras 14*a* y 14*b*, el tubo se apaga al final de cada semiciclo positivo. Entonces, el valor límite de V_{ht} es la suma de la mínima tensión de cebado del tubo y la tensión de ruptura del transistor de excitación. En el tubo ZM1170, la tensión de cebado es de 170 V y con un transistor excitador de 80 V el valor límite de V_{ht} es de 250 V. Debe utilizarse un transformador reductor en la alimentación alterna del rectificador para limitar el pico de tensión aplicado al tubo numérico de forma que no se sobrepase este valor.

Montaje de los tubos indicadores numéricos

Los tubos indicadores numéricos pueden montarse en cualquier posición y no es preciso que estén junto a los circuitos de excitación. El factor que limita la distancia es la carga capacitiva que puede aplicarse a los transistores de excitación. Con el BSX21, por ejemplo, la máxima carga capacitiva con $V_{CE\text{máx}}$ de 150 voltios, en el momento de la conexión es de 500 pF, y la capacidad distribuida del cableado entre el transistor y el tubo indicador no debe sobrepasar este valor.



F. ARTERO

AUTOMATISMO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO
Editado por el propio autor. Zaragoza, 1971.
Un volumen de 205 páginas (15 x 23 cm).

ÍNDICE. Sistemas de numeración.- Álgebra de Boole.- Simplificación de funciones.- Obtención de expresiones algebraicas correspondientes a circuitos dados.- Obtención de la expresión algebraica de un circuito a partir de unas condiciones dadas.- Función memoria.- Mando de un ascensor.- Funciones lógicas elementales.- Logigramas.- Automatismos con unidades lógicas.- Función memoria con unidades NOR.- Comparación de los sistemas eléctrico y electrónico de mando de un ascensor.- Temporizadores.- Consideraciones prácticas sobre las unidades NOR.

Como puede verse en el índice, el autor da en este libro una panorámica general de las posibilidades de los elementos estáticos en las aplicaciones concretas de automatismos industriales. Ilustra esta panorámica con una gran cantidad de detalles teórico-prácticos

→



M. CHAPPEY

ELECTRÓNICA DE LOS SEMICONDUCTORES
Colección Biblioteca Técnica. Editorial Hispano Europea. Barcelona, 1971.
Un volumen de 280 páginas y 170 ilustraciones (14 x 21 cm).

Entre las obras dedicadas al tema de los semiconductores, ésta destaca por su claridad y valor didáctico.

El autor, mediante explicaciones graduales, de gran concisión e ilustradas por numerosos gráficos y esquemas, introduce al lector en el conocimiento de las materias tratadas. De forma paulatina, comenzando con la descripción de las leyes físicas que rigen las propiedades de los semiconductores, profundiza en los diversos tipos de unión para pasar, definitivamente, a estudiar la constitución, construcción, funcionamiento, características y aplicaciones de las diferentes clases de diodos y transistores.

El libro está destinado a los ingenieros y especialistas en electrónica y telecomunicaciones, pero también resulta útil para los estudiantes y quienes posean conocimientos

→



J. ALIAGA ARQUÉ

EL GENERADOR DE RADIOFRECUENCIA
Manuales para el radiotécnico. Ediciones Cedel. Barcelona, 1971.
Un volumen de 231 páginas (17 x 24 cm).

Se trata de un estudio sobre los fundamentos y particularidades del generador de radiofrecuencia, instrumento cuyo empleo resulta prácticamente imprescindible en los talleres de construcción o reparación de receptores de radio, como patrón de frecuencias para el ajuste y comprobación de receptores de onda larga, normal y corta. Pero las aplicaciones del generador de radiofrecuencia abarcan también otras aplicaciones. Este aparato sirve también, por ejemplo, para el ajuste y reparación de los receptores de frecuencia modulada y de televisión, y su empleo es de gran utilidad en todos los campos de la electrónica.

La obra se divide en cinco capítulos. El primero examina los fundamentos del generador de radiofrecuencia en general; el segundo constituye una descripción de generadores

→

de la realización de equipos. Aunque prescinde en parte de la síntesis de sistemas lógicos, tanto de los combinacionales como de los secuenciales, profundiza de un modo pedagógico en la conversión de equipos ya realizados con relés a otros estáticos que realizan idénticas funciones. Prácticamente, los primeros capítulos sirven de introducción al objeto del libro: la conversión antes mencionada.

A lo largo del libro, que podría ser clasificado como libro de texto de carácter práctico, el autor incluye una gran cantidad de ejemplos, con lo cual facilita la comprensión de los temas tratados. En todos los ejemplos se hace palpable el buen conocimiento del autor sobre las necesidades de la industria.

básicos y deseen ampliar su formación en este campo de la técnica.

La obra está dividida en siete capítulos y cuatro anexos: 1. Los semiconductores. 2. La unión n-p. (Cálculo de la corriente sinusoidal de una unión en régimen de señales pequeñas. Espesor de la región de carga de espacio de una unión gradual. Espesor de la región de carga de espacio de una unión abrupta.) 3. El transistor. (Reparto de los portadores minoritarios y de las corrientes en la base.) 4. Características eléctricas del transistor. 5. Tecnología de los transistores. 6. El diodo túnel. El diodo de recubrimiento brusco. 7. El triodo con efecto de campo.

típicos; el tercero estudia la precisión, el calibrado, el mantenimiento y las pruebas de los generadores; el cuarto expone los usos normales del generador de radiofrecuencia, y el quinto trata en particular de los usos especiales de este aparato (en receptores de radio, amplificadores de baja frecuencia, receptores de televisión, componentes, aparatos de medida, etc.).

El interés de este libro estriba sobre todo en los conocimientos que proporciona sobre los principios básicos y particularidades del generador de radiofrecuencia, lo cual, unido a un dominio práctico sobre el uso normal y especial del aparato, proporciona una capacitación técnica excelente para el adecuado y óptimo empleo del instrumento. Ciertamente hemos de convenir en que no es mejor técnico aquel que dispone de los aparatos más caros, sino por el contrario, quien sabe manejar mejor el instrumental que posee, razón por la cual libros como este que comentamos constituyen un excelente medio para la formación de los técnicos.

La extensa ilustración que contiene la obra contribuye a aumentar la claridad de la exposición del texto. En definitiva, un manual que resultará de gran utilidad para todos los aficionados y técnicos.

APLICACIONES ELECTRONICAS

Serie C

Número 4	110º Colour television: picture tube and deflection principle	25 Ptas.
Número 7	Magnetic shielding and automatic degaussing of shadowmask tubes	25 Ptas.
Número 8	Matrix circuits using delay line DL20	25 Ptas.
Número 9	Protection against flashover in colour television receivers Luminance amplifier with a simple termination of the delay line	25 Ptas.
Número 10	Experimental monochrome television receiver with switched-mode power supply	25 Ptas.
Número 11	Horizontal deflection stage using high-voltage transistor BU105	25 Ptas.
Número 13	PAL matrix circuits using delay line DL40 A mains isolated switched mode power supply for transistor colour television	25 Ptas.
Número 15	An economical 6 V a.m.-f.m. portable with the BF195/BF197 in the high frequency section	25 Ptas.

APPLICATION BOOKS

Designing microwave catering equipment *(74 págs.)*	100 Ptas.
Fast response photomultipliers *(110 págs.)*	150 Ptas.
Ignitrons *(174 págs.)*	150 Ptas.
Photomultipliers *(148 págs.)*	150 Ptas.
Audio amplifier systems *(200 págs.)*	150 Ptas.
FC family of DTL integrated circuits *(171 págs.)*	150 Ptas.

ALTAVOCES

	Tamaño (pulg.)	Diámetro (mm)	Profund. (mm)	Pot. máx. (W)	Frec. res. (Hz)	Número de tipo Parte básica	Sufijo que indica la impedancia					
CIRCULARES	2½	64	20	0,5	360	AD2070/	Z4	Z8	Z15	Z25		
	3	81	28	1	250	AD3070/	Y4	Y8	Y15	Y25		
		81□	28	1	250	AD3370/					Y150	
	4	105	29	1	200	AD4070/	Y4	Y8	Y15	Y25		
		105	39	3	165	AD4080/	X4	X8	X15	X25		
		105	39	3	185	AD4080/	Z4	Z8	Z15	Z25		
		105	37	2	180	AD4090/		X8	X15			
		105	37	0,6	190	AD4090/					X400	
	5	129	48	3	155	AD5080/	Z4	Z8	Z15	Z25		
		129	48	6	140	AD5080/	X4	X8	X15	X25		
		129	48	4	130	AD5080/	M4	M8	M15	M25		
	7	166	58	6	115	AD7080/	X4	X8				
		166	58	4	105	AD7080/	M4	M8				
		166	47	3	95	AD7091/	M4	M8			M800	
		166	47	3	115	AD7091/	X4	X8			X800	
	8	206	68	6	95	AD8080/	X4	X8				
		206	68	6	75	AD8080/	M4	M8				
ELÍPTICOS	3x5	76x131	42	2	200	AD3590/	X4	X8	X15		X50	X400
	3x8	82x205	51	2	120	AD3880/	X4	X8	X15			
		82x205	54	2	120	AD3890/	X4	X8			X800	
	4x6	102x154	48	3	155	AD4680/	Z4	Z8	Z15	Z25		
		102x154	48	6	140	AD4680/	X4	X8	X15	X25		
		102x154	48	4	125	AD4680/	M4	M8	M15	M25		
		102x154	52	4	135	AD4690/	M4	M8	M15			
		102x154	52	3	135	AD4690/	M4	M8	M15		M800	M800
		102x154	52	6	140	AD4690/	X4	X8				
	5x7	133x183	58	3	115	AD5780/	X4	X8	X15	X25		
		133x183	58	4	100	AD5780/	M4	M8	M15	M25		
	6x9	161x234	68	6	90	AD6980/	X4	X8				
		161x234	68	6	77	AD6980/	M4	M8				
ALTA CALIDAD	5	129	60	4	85	AD5060/	M4	M8				
		129	60	10	85	AD5061/	M4	M8				
	7	166	70	10	55	AD7060/	M4	M8				
	8	206	124	6	60	AD8050/					M5	
		205	95	10	70	AD8065/	M4	M8				
	8½	217	116	10	50	9710 M					(7Ω)	
	10	261	136	10	50	AD1050/					M7	
		261	113	10	55	AD1065/	M4	M8				
	12	315	133	20	45	AD1265/	M4					
		315	170	20	45	AD1256/	M4	M8				
		315	170	>40	60	AD1256/	HP4	HP8				
ALTA FIDELIDAD	1	94	27	20	1000	AD0160/	T4	T8				
	2¼	58	29	10	800	AD2171/	T4	T8				
	5	127	107	40	250	AD5060/	Sq4	Sq8				
	5	129	56	10	50	AD5060/	W4	W8				
	7	166	74	20	28	AD7065/	W4	W8				
	8	206	93	20	28	AD8065/	W4	W8				
	10	261	146	40	20	AD1056/	W4	W8				
	12	315	170	40	19	AD1256/	W4	W8				

□ cuadrado

REVISTA Miniwatt

Vol. 11-Núm. 7 JULIO 1972 25 Ptas.



DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Linear Integrated Circuits
General

Part 6 Digital integrated circuits
General

DTL	(FC family)	TTL	(GJ family)
DTL/HNIL	(FZ family)	CML	(GH family)
TTL	(FJ family)	MOS	(FD family)

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

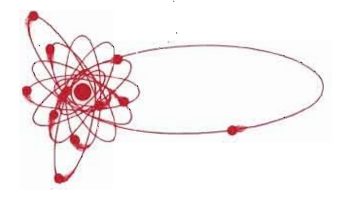
Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

REVISTA *Miniwatt*

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Aparato para la producción de máscaras fotográficas en el proceso de fabricación de placas de circuito impreso.

ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 7 **JULIO 1972**

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS PROFESIONALES

Este código de designación de tipos se refiere a las válvulas diseñadas para uso principalmente en equipos de transmisión de radio o televisión, en equipos de navegación o comunicación o en otras aplicaciones industriales.

La designación de tipo consta de: DOS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación:

YK1005

La primera letra indica la categoría	La segunda letra indica la construcción y/o la aplicación	Número de serie
X válvulas que emplean materiales fotosensibles **Y** válvulas de vacío para transmisión, microondas o aplicaciones industriales **Z** válvulas con atmósfera de gas (excepto las válvulas que emplean material fotosensible)	**A** diodo **C** válvula disparadora **D** triodo (incluso dobles triodos) **G** varios **H** válvula de ondas progresivas **J** magnetrón **K** klistrón **L** tetrodo o pentodo (incluso dobles tetrodos o dobles pentodos) **M** indicador o contador de cátodo frío **P** multiplicador, tubo contador de radiación **Q** tubo de cámara **T** tiratrón **X** ignitrón, intensificador de imagen o conversor de imagen **Y** rectificador **Z** estabilizador de tensión	El número de serie consta de 4 cifras. Los números de serie para prototipos terminan siempre en 0; los de variantes en una de las cifras 1 a 9.

VÁLVULAS TRANSMISORAS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos o tres letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras. Para algunos tipos se añade un grupo de letras (por ejemplo: TAL12/10, DCG4/1000G).

Primera letra: indica la clasificación de la válvula.
Segunda letra: indica el tipo de filamento o cátodo.
Primer grupo de cifras: indica la tensión de funcionamiento.
Segundo grupo de cifras: indica la potencia.
Letras adicionales: indican la base de la válvula.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Primera letra

D — Válvula rectificadora (incluso válvulas controladas por rejilla)
M — Diodo (válvula amplificadora o moduladora de A.F.)
P — Pentodo
Q — Tetrodo
T — Triodo (válvula de R.F., A.F. o osciladora)

Para las válvulas que tienen sistemas dobles, se usan dos de las letras mencionadas más arriba (por ejemplo: QQC04/15).

Segunda letra
(tercera letra para las válvulas que tienen sistemas dobles)

A — Filamento de tungsteno de caldeo directo
B — Filamento de tungsteno toriado de caldeo directo
C — Filamento de capa de óxido de caldeo directo
E — Cátodo de capa de óxido de caldeo indirecto

Tercera letra
(cuarta letra para las válvulas que tienen sistemas dobles)

G — Atmósfera de vapor de mercurio
H — Refrigeración por hélice integral
L — Refrigeración por corriente de aire forzada
W — Refrigeración por agua
X — Atmósfera de xenón

Si el número de tipo no contiene una letra que indique la refrigeración, la válvula está refrigerada por radiación.

Primer grupo de cifras

Válvulas rectificadoras: Tensión continua de salida aproximada en kilovoltios en un circuito rectificador trifásico de media onda.
Válvulas transmisoras: Tensión máxima de ánodo aproximada en kilovoltios.

Segundo grupo de cifras

Válvulas rectificadoras: Potencia de salida en c.c. aproximada en vatios o kilovatios por válvula en un circuito rectificador trifásico de media onda.
Válvulas de R.F.: Potencia de salida aproximada en vatios o kilovatios en telegrafía de clase C.
Moduladoras: Disipación anódica aproximada en vatios o kilovatios.

Letras adicionales

B — Cables
E — Base media de 7 patillas
ED — Base Edison
AG — Base Goliath
G — Base media de 4 patillas
GB — Base Jumbo de 4 patillas
GS — Base Superjumbo de 4 patillas
N — Base media de 5 patillas
P — Base P

FOTOTUBOS Y FOTOMULTIPLICADORES (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos cifras seguidas de dos letras (por ejemplo: 90AV).

Primera cifra: indica la base del tubo.
Segunda cifra: indica un número de serie.
Primera letra: indica el tipo de cátodo.
Segunda letra: indica la clase de fototubo.
Tercera letra: la letra P sólamente para fotomultiplicadores.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Primera cifra

2 — Base loctal de 8 patillas
3 — Base octal de 8 patillas
5 — Base especial
8 — Base noval de 9 patillas
9 — Base miniatura de 7 patillas

Segunda cifra—Número de serie

Primera letra

A — Cátodo de antimonio/cesio (sensible al azul)
C — Cátodo de plata oxidada sobre cesio (sensible al rojo)
U — Cátodo de antimonio/cesio con mirilla de cuarzo
T — Cátodo de tialcali

Segunda letra

G — Atmósfera de gas
V — Alto vacio

ESTABILIZADORES DE TENSIÓN (sistema antiguo)

El número de tipo consta de un número seguido de una letra mayúscula, una cifra y en algunos casos una segunda letra mayúscula (por ejemplo: 85A2, 150C1K).

Número: indica la tensión de cebado.
Primera letra: indica el margen de corriente.
Cifra: indica un número de serie.
Segunda letra: indica la base del tubo.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Número—Tensión media de cebado en voltios

Primera letra

A — 10 mA máximo
B — 22 mA máximo
C — 40 mA maximo
D — 100 mA máximo
E — 200 mA máximo

Segunda letra

E — Edison
K — Base octal de 8 patillas
P — Base P

Cifra—Número de serie

DECODIFICADOR PAL CON CIRCUITOS INTEGRADOS

por A. BARREDA

A continuación se describe un decodificador PAL con circuitos integrados para las etapas de luminancia y crominancia.

Proporciona señales R.V.A. directamente aplicables al tubo de rayos catódicos a partir de las señales detectadas de crominancia y luminancia.

Además, realiza una preamplificación de luminancia.

INTRODUCCION

Se describe un decodificador PAL que emplea los circuitos integrados TBA520, TBA530, TBA540 y TBA 560 y ha sido realizado sobre dos placas de circuito impreso. En la primera se realiza la decodificación PAL, obteniendo por separado las señales de diferencia de color demoduladas (*R-Y*), (*V-Y*) y (*A-Y*), y la preamplificación de luminancia (circuitos integrados TBA560, TBA540 y TBA520). La segunda placa de circuito impreso (con TBA530) efectúa el matrizado para obtener en la salida las señales de rojo, verde y azul.

Las operaciones de control se realizan con tensiones continuas, lo cual facilita el control a distancia.

Los agrupamientos de las funciones en los circuitos integrados han sido elegidos para que el número de interconexiones entre ellos sea mínimo.

Para que el funcionamiento sea correcto, es necesario tomar medidas similares a las tomadas con los transistores discretos contra los efectos de las variaciones de la temperatura ambiente, de la tensión de alimentación y de los transitorios de tensión producidos por descargas de alta tensión del tubo.

2. FUENTE DE ALIMENTACION

Para obtener una buena estabilidad de la imagen es aconsejable que la variación de la fuente de alimentación no sea superior a un ± 2 %.

La tolerancia en corriente es elevada; un valor típico para este decodificador es de 230 mA ± 25 %; si se tiene en cuenta este dato, es aconsejable obtener los 12 V de alimentación con un circuito estabilizador, y no a partir de una tensión superior haciendo caer la tensión sobrante con una resistencia en serie.

3. TBA560. COMBINACION LUMINANCIA/CROMINANCIA

3.1. Canal de luminancia

Este circuito integrado incorpora las funciones de control manual necesarias para obtener una imagen satisfactoria: controles de contraste, de saturación y de brillo. Los dos primeros actúan directamente sobre la amplificación de las señales; en cambio, el tercero necesita un impulso de retroceso de línea conformado para variar el nivel de negro.

Con el control de contraste (terminal 2) se hace variar la ganancia de los amplificadores de luminancia y de crominancia simultáneamente, de forma que la saturación en la pantalla permanece constante. El control de saturación (terminal 13) hace variar sólo la ganancia de crominancia.

El ataque al amplificador de luminancia (terminal 3) se efectúa por corriente, en serie con la línea de retardo de luminancia. La impedancia de entrada es muy baja, y su influencia sobre la terminación de la línea de retardo

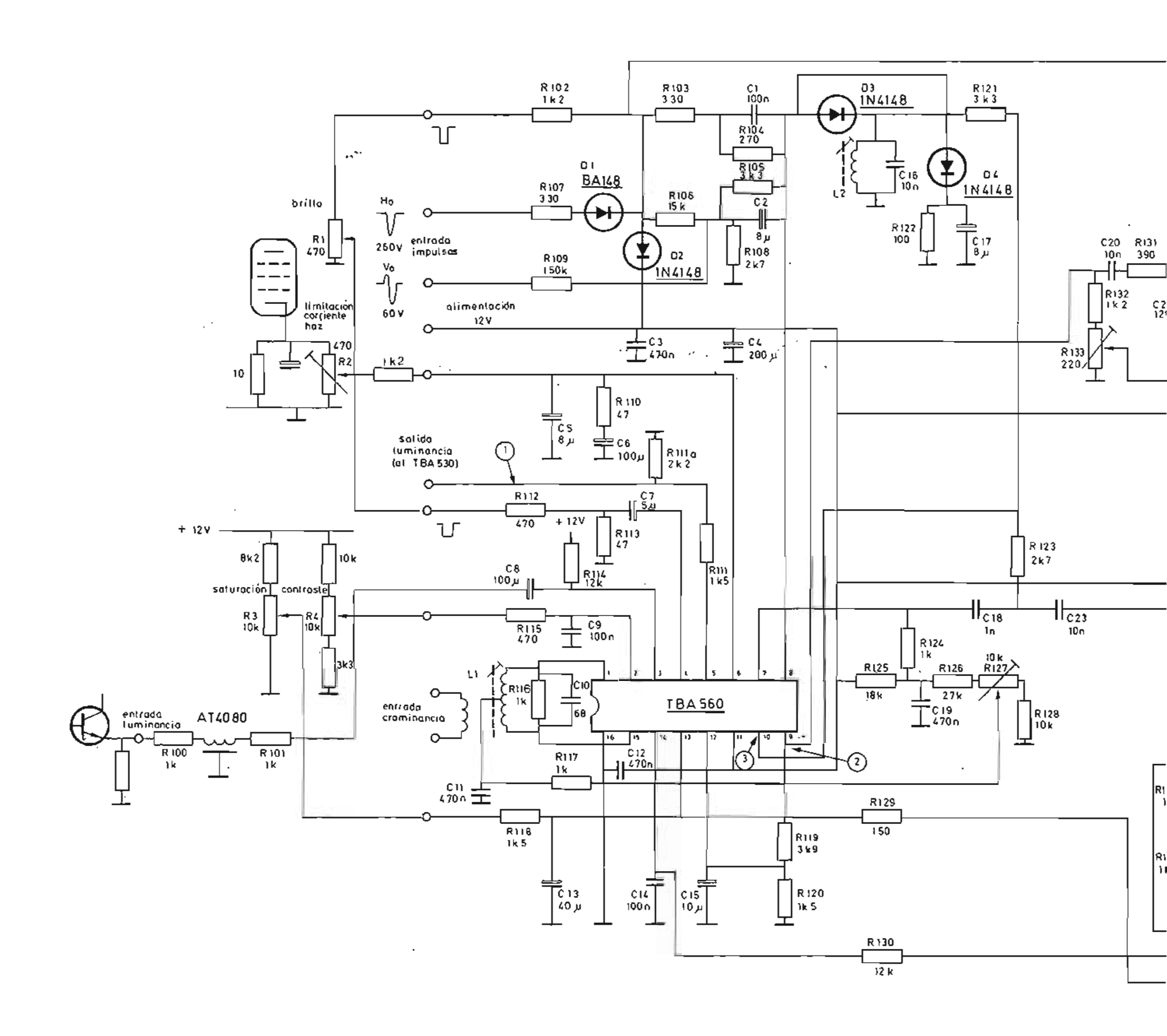
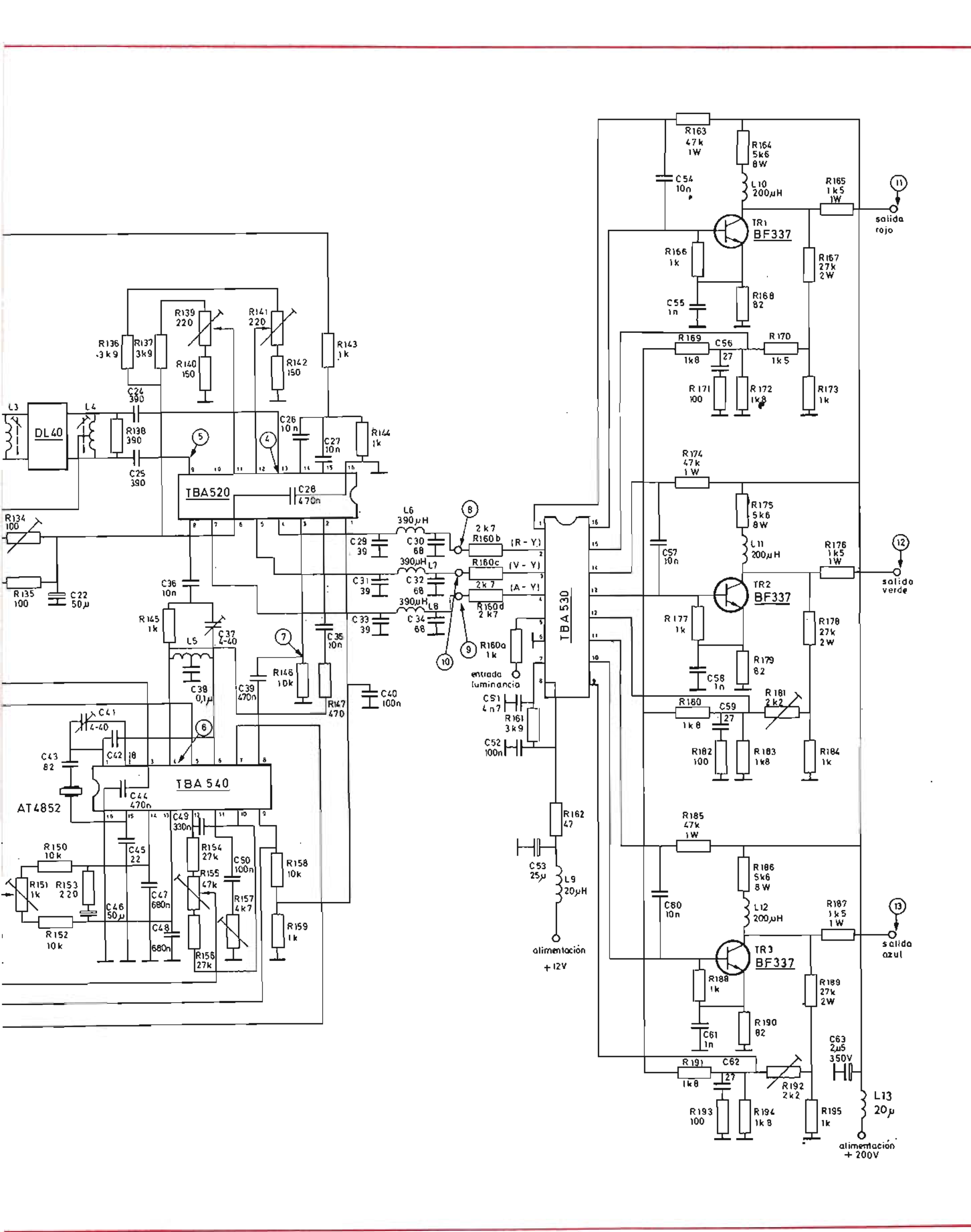


Fig. 1. Esquema del decodificador completo.


TBA520
TBA540
TBA530
DL40
AT4852
TR1 BF337
TR2 BF337
TR3 BF337
salida rojo
salida verde
salida azul
entrada luminancia
alimentación +12V
alimentación +200V
(R - Y)
(V - Y)
(A - Y)

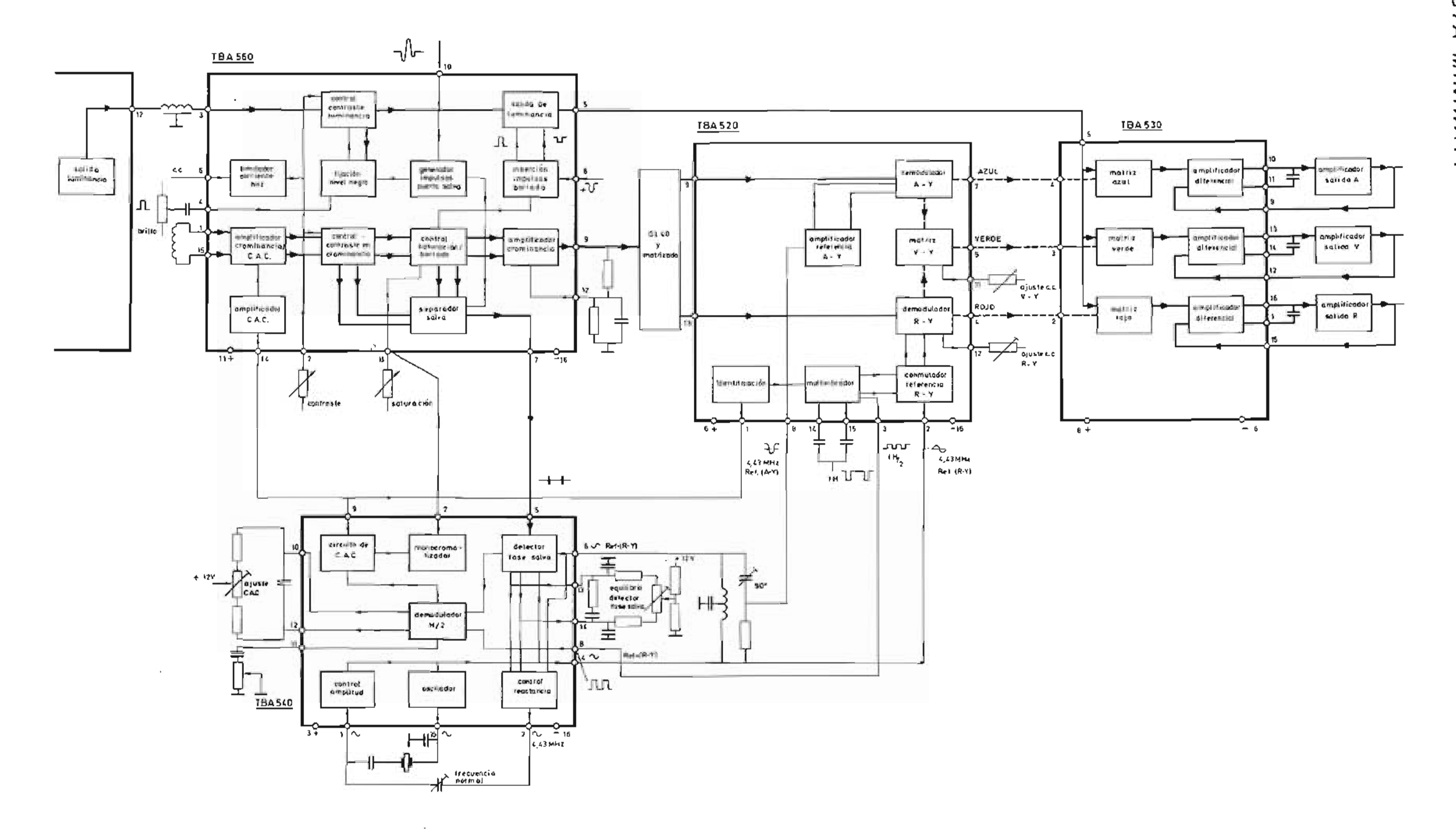


Fig. 2. Diagrama de bloques.

es despreciable. En la salida (terminal 5) se obtiene la señal de luminancia con los impulsos de borrado incorporados, los cuales son introducidos en el terminal 8. El circuito integrado está diseñado para señal positiva de luminancia. Nominalmente se obtienen, en la salida, 3 V de blanco a negro en la señal de luminancia si en la entrada hay 1,5 mA de blanco a negro y la tensión de control de contraste (terminal 2) es de + 3,7 V. Si esta tensión varía a + 5,5 V y a + 2 V, la variación de la señal de salida es de + 6 dB y – 14 dB, respectivamente. En el canal de luminancia de este circuito integrado se realiza la fijación del nivel de negro durante el pedestal posterior del impulso de borrado, aprovechando para ello el mismo impulso puerta de la separación de salva; así se eliminan las variaciones del nivel de negro, debidas a variaciones de la relación luminancia/sincronismo, que se producirían si se fijase el tope del sincronismo.

El control de brillo cambia el nivel de negro de la señal de luminancia, en la salida de este circuito integrado, gracias al acoplamiento en continua que hay hasta la salida de *R. V. A.* El ajuste de brillo se efectúa a través del terminal 4 introduciendo impulsos de línea conformados cuya amplitud depende de la posición del potenciómetro de brillo.

El circuito de limitación de corriente de haz reduce la tensión de control de contraste, cuando la corriente media de haz supera cierto nivel (a partir de 2 V en el terminal 6). Puesto que el color en la pantalla permanece inalterado, debido a la reducción de la tensión de contraste, prácticamente no se aprecia la influencia del limitador de corriente de haz.

3.2. Canal de crominancia

En el canal de crominancia, la entrada al circuito integrado se efectúa entre los terminales 1 y 15. En primer lugar, hay un paso amplificador de ganancia controlada; la tensión para el control se genera automáticamente en el TBA540, en función de la amplitud de la señal de crominancia de entrada.

En el paso siguiente, se realiza el control de crominancia correspondiente a las variaciones del potenciómetro de contraste, para que así el ajuste de contraste sólo afecte a la luminosidad de la imagen y permanezca fijo el color. El arrastre de la ganancia del canal de luminancia y de crominancia se realiza internamente. Con una variación de 10 dB de la luminancia, la variación de señal de crominancia difiere menos de ± 1 dB.

En la etapa posterior se separa la salva y se realiza el control de saturación. La salva ya separada se obtiene en el terminal 7, su amplitud de 1 V_{pp} aproximadamente

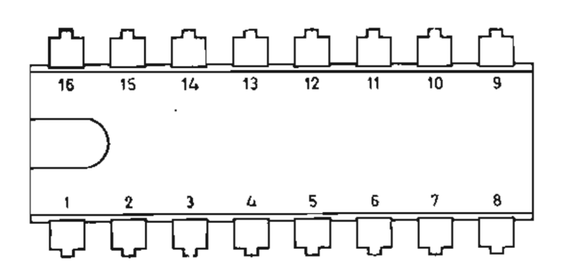


Figura 3

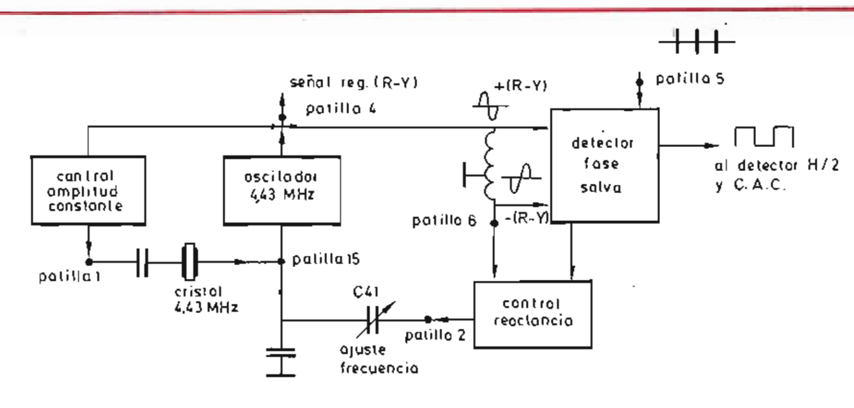


Figura 4

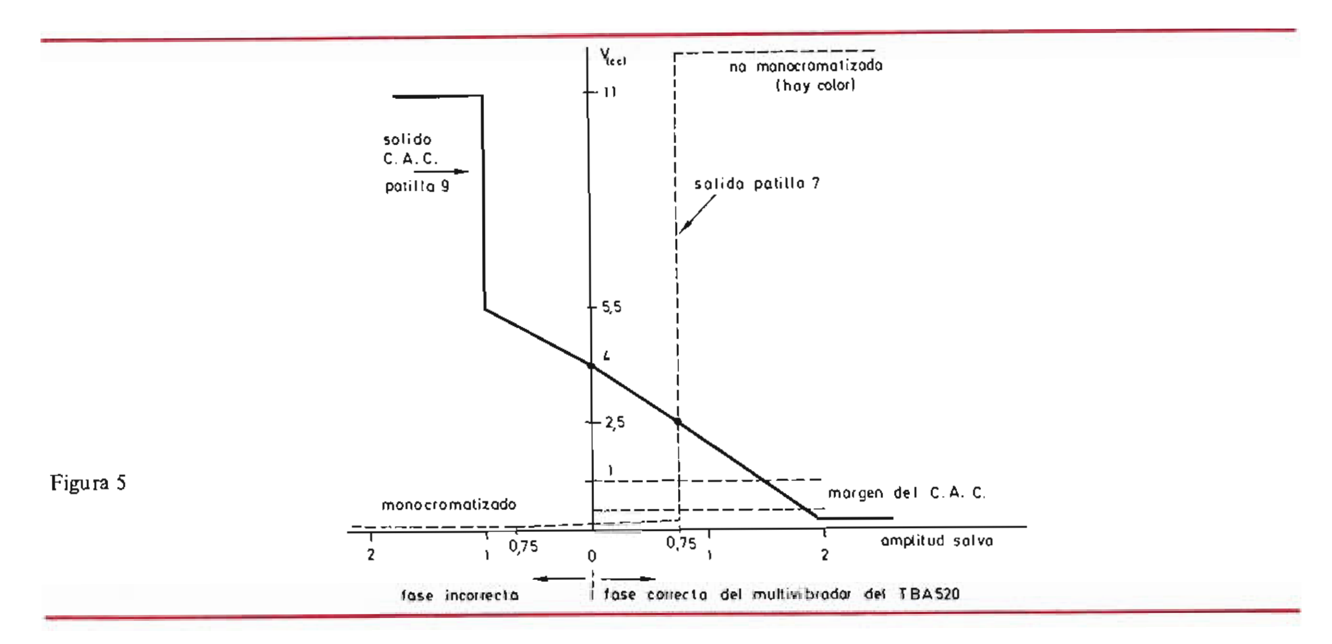


Figura 5

es independiente de los ajustes de contraste y saturación, y se utiliza para generar la tensión de CAC en el TBA540. El tiempo que está abierta la puerta para separar la salva depende de la forma del impulso que se introduce en el terminal 10; la cresta positiva se utiliza para formar el impulso puerta. Para que este impulso coincida exactamente con la salva hay que ajustar la bobina $L2$.

El control de saturación se realiza a través del terminal 13; la tensión nominal es de 4,2 V. En la salida de crominancia (terminal 9) habrá 2 V_{pp} de señal cuando los potenciómetros de control de crominancia y contraste estén en posición nominal. Si la tensión de control de crominancia pasa de + 6,2 V a + 2,7 V, la señal en la salida varía de + 6 dB a − 14 dB respecto a su valor nominal. En el terminal 13 se realiza también la monocromatización, reduciendo a cero la tensión de control de saturación.

3.3. Características

Impedancia de transferencia del amplificador de luminancia	2 V/mA
Margen de la tensión de control de contraste (terminal 2)	de +5,5 V a +2 V
Margen del control de contraste	+6 dB a −14 dB
Tensión nominal del control de contraste (0 dB) (terminal 2)	+3,7 V
Señal necesaria en la entrada del canal de luminancia (terminal 3)	1,5 mA de blanco a negro
Margen del nivel de negro (terminal 5)	de 0,5 a 3 V
Ganancia del amplificador de crominancia (máx.)	54 dB
Margen del CAC	26 dB
Margen de la señal de entrada (aplicando barras de color standard) (terminales 1 y 15)	de 4 mV_{pp} a 200 mV_{pp}
Tensión nominal de control de saturación (terminal 13)	4,2 V
Margen de la tensión de control de saturación (terminal 13)	de +6,2 V a +2,7 V
Margen de control de saturación	de +6 dB a −14 dB
Señal nominal de crominancia en la salida (terminal 9)	2 V_{pp}

3.4. Funciones en cada terminal

Terminal 1

Entrada equilibrada de la señal de crominancia (junto con el terminal 15). $L1$, $C10$ y $R114$ forman un filtro de paso-banda sintonizado a 4,43 MHz.

La mínima señal de entrada para obtener una señal de salida (terminal 9) de 2 V_{pp}, en condiciones nominales de los controles de contraste y saturación, es de 4 mV_{pp}. El circuito de CAC mantendrá la señal de salida constante para un incremento máximo de crominancia de entrada de 26 dB.

Terminal 2. Control de contraste

Con +3,7 V de c.c. en este terminal, la ganancia del canal de luminancia es tal que con 1,5 mA_{pp} de señal de luminancia en la entrada (terminal 3) se obtiene una luminancia de salida (terminal 5) de 3 V de blanco a negro; una variación de la tensión en este terminal de +5,5 V a +2 V corresponde a una variación de +6 dB a −14 dB en la señal de salida. Una variación similar se realiza

simultáneamente en el canal de crominancia para obtener un buen arrastre entre las dos señales.

Terminal 3. Entrada de la señal de luminancia

El ataque de señal es por corriente. La impedancia de entrada es muy baja; se necesita aplicar 1,5 mA_{pp} de señal para que el amplificador trabaje en condiciones nominales.

Terminal 4. Control de brillo

El control de brillo se realiza en este terminal aplicando impulso negativo de retroceso de líneas, fijado y conformado por los diodos *D*1 y *D*2. Para brillo mínimo se necesita aplicar 200 mV de impulso, y para máximo 0 V. (El brillo mínimo corresponde a 0,5 V de nivel de negro en el terminal 5 y el máximo a 3 V.)

Terminal 5. Salida de la señal de luminancia

Un seguidor de emisor proporciona una señal de salida (con bajo nivel de impedancia) de 3 V de amplitud de blanco a negro, cuando el potenciómetro de contraste está en posición nominal (3,7 V en el terminal 2). La luminancia máxima disponible es de 6 V de blanco a negro.

Terminal 6. Limitación de corriente de haz

Si la tensión continua supera 2 V en este terminal, el contraste de la luminancia de salida disminuye rápidamente.

En este terminal es posible efectuar el control de brillo en el margen de 0 a 1 V; de 1 V a 2 V no se realiza control alguno.

Terminal 7. Salida de salva

Si el amplificador de crominancia está controlado por el CAC, en este terminal hay 1 V_{pp} de salva, ajustable con el potenciómetro *R*251. Para obtener una estabilidad buena en c.c., la tensión de este terminal se realimenta a la entrada de señal de crominancia (terminales 1 y 15) a través de una red ajustable con *R*127.

Terminal 8. Entrada de los impulsos de retroceso para el borrado de línea y cuadro

Terminal 9. Salida de la señal de crominancia

Con una señal de salva de 1 V_{pp} en el terminal 7 y un ajuste nominal de los potenciómetros de contraste y saturación (terminales 2 y 13), la amplitud de la señal de crominancia de este terminal es de 2 V_{pp}.

Terminal 10. Entrada del impulso puerta de salva y fijación de negro

En este terminal se aplica un impulso positivo superior a 50 μA de corriente, para utilizarlo como puerta separadora de salva en el canal de crominancia y para la fijación del nivel de negro en el canal de luminancia.

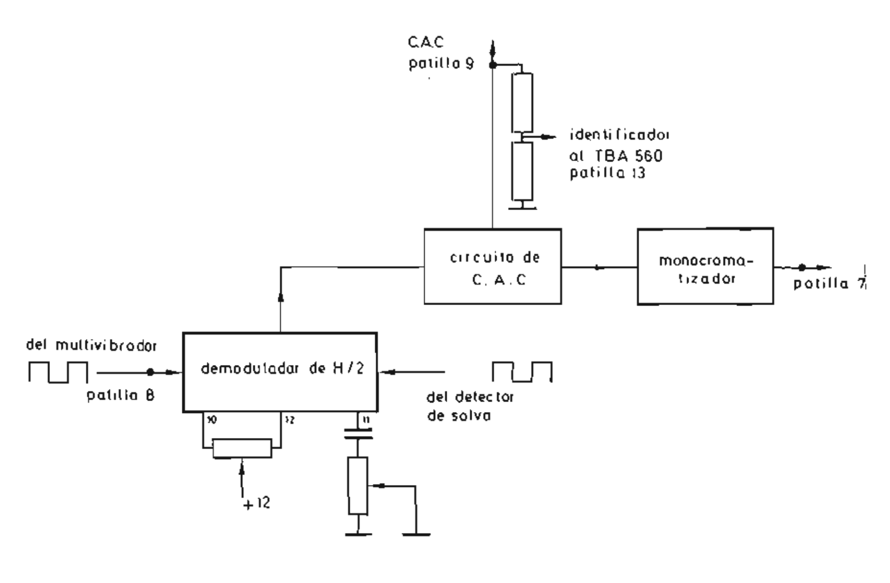


Figura 6

Terminal 11. Alimentación +12 V

El funcionamiento de este circuito integrado es correcto entre 10 y 13 voltios de alimentación. Todas las señales y niveles de control tienen una dependencia lineal de la tensión de alimentación, y por esto es aconsejable limitar las posibles variaciones de alimentación si en la pantalla del receptor queremos una estabilidad buena en los niveles de crominancia y luminancia.

La disipación no debe exceder de los 550 mW a 60°C.

Terminal 12. Realimentación de c.c. (para el canal de crominancia)

Para obtener una buena estabilidad del amplificador de crominancia se realiza una realimentación negativa (a través del terminal 12) del nivel de continua desde la salida (terminal 9).

Terminal 13. Control de saturación

Si las tensiones de control de luminancia y crominancia tienen sus valores nominales (3,7 V y 4,2 V), la señal de crominancia en la salida es de 2 V_{pp}; si la tensión continua de control de saturación varía entre +5 V y +3 V, el margen de crominancia varía entre +6 dB y −14 dB. En este terminal actúa el monocromatizador procedente del TBA540, reduciendo la ganancia de crominancia.

Terminal 14. Tensión de CAC

El amplificador de crominancia empieza a estar controlado cuando la tensión en este terminal es de 1 V aproximadamente. Al disminuir este valor, debido a la señal, la ganancia se reduce hasta 26 dB, que se obtienen cuando la señal de entrada de crominancia es de 200 mV_{pp}.

Terminal 15. Entrada señal de crominancia (véase terminal 1)

Terminal 16. Negativo de la alimentación (masa)

4. TBA540. REGENERADOR DE SUBPORTADORA Y CAC

4.1. El oscilador de 4,43 MHz

La regeneración de la subportadora a igual frecuencia y fase se realiza en este circuito integrado. Para ello, se introduce en el terminal 5 la señal de salva, separada previamente de la crominancia en el TBA560.

El diagrama de bloques del conjunto oscilador se representa en la figura 4. En él se puede ver que la salida de señal senoidal del oscilador se efectúa en el terminal 4. Cuando el oscilador esté sincronizado con la subportadora de la emisora, la señal en este terminal estará en fase con +(*R*-*Y*).

Entre los terminales 1 y 15, a través del cristal piezoeléctrico, se cierra el lazo de realimentación del oscilador. En dicho lazo también se realiza el control automático de amplitud, manteniendo constante la salida del oscilador a un valor de 1 V_{pp}. El control automático de amplitud varía la ganancia del lazo, aumentándola o disminuyéndola en sentido inverso a las variaciones de la señal de salida. En consecuencia, con el control de amplitud se consigue que todas las tolerancias de los componentes del lazo del oscilador influyan muy poco en la amplitud de salida.

Al detector síncrono de fase de salva, se le aplican, por una parte, las señales de referencia +(*R*-*Y*) y −(*R*-*Y*) (terminales 4 y 6) y, por otra, la salva procedente del TBA560 (terminal 5) obteniéndose:

a) tensión para el gobierno del circuito de reactancia, y

b) señal rectangular de 7,8 kHz, con información de la posición del conmutador PAL en la emisora, y amplitud directamente proporcional a la salva; esta señal se utiliza para generar la tensión de CAC y la identificación, ambas a través del demodulador de H/2.

El control de reactancia hace variar la corriente sinusoidal a través del condensador *C*41. Puesto que el control automático de amplitud mantiene la tensión constante, la capacidad efectiva de sintonía varía, con lo que se consigue el control deseado sobre la frecuencia del oscilador. Además, *C*41 se utiliza para el ajuste de la frecuencia libre de oscilación.

4.2. Circuito de CAC. Identificación y monocromatización

El detector del CAC lo forman el demodulador de H/2 y el circuito de CAC (véase figura 5). En el demodulador de H/2 se realiza una comparación entre las tensiones rectangulares del multivibrador del TBA520 y la procedente del detector de fase de la salva, obteniéndose una tensión continua que se aplica al circuito de CAC. De este circuito se derivan las tensiones de identificación y la de monocromatización. En la figura 6 puede verse la forma en que varían estas tensiones. El circuito de CAC se ajusta con el potenciómetro *R*155 para que la tensión de CAC en la salida (terminal 9) sea de 4 V sin señal de crominancia en la entrada. Al aplicar señal y si el multivibrador del TBA520 está oscilando en la fase correcta, esta tensión decrece. Cuando esta tensión alcanza el valor de 2,5 V, deja de actuar el monocromatizador. La acción del CAC empieza cuando esta tensión es de 1 V.

Si al aplicar señal de crominancia en la entrada el multivibrador no está en fase correcta, la tensión en el terminal 9 crece rápidamente y con ella la tensión de identificación (*R*158-*R*159), obligando así al multivibrador a funcionar en fase correcta. Como consecuencia de esto, la tensión en el terminal 9 disminuye y se repite el proceso descrito anteriormente.

4.3. Características

Amplitud de la salva (terminal 5)	1 V_{pp}
Amplitud de la subportadora de salida (terminal 4)	1 V_{pp}
Margen de mantenimiento del oscilador	±600 Hz
Margen de captura del oscilador	±250 Hz

4.4. **Funciones en cada terminal**

Terminal 1. Salida de la realimentación para el oscilador de 4,43 MHz

La impedancia de salida es de 2 kΩ en paralelo con 5 pF.

Terminal 2. Salida del circuito de reactancia

Entre este terminal y el 1 del mismo circuito integrado está conectado *C*41; la corriente que atravesará este condensador y, por lo tanto, su capacidad efectiva dependen de la tensión en dicho terminal.

Terminal 3. Alimentación +12 V

La tensión máxima no debe exceder de 13,2 V, pero es recomendable que la variación en funcionamiento de esta tensión no supere ±3 % para que trabajen de una forma estable los circuitos relativos al lazo de CAC.

Terminal 4. Salida de la subportadora de referencia

La salida de señal senoidal de subportadora es de 1 V_{pp} de amplitud con fase +(*R-Y*) y baja impedancia.

Terminal 5. Entrada de la señal de salva

En este terminal se necesita una amplitud de señal de salva de 1 V_{pp} para el circuito de control automático de color: dicha amplitud se obtiene con el ajuste del circuito demodulador de H/2. La impedancia de entrada en este terminal es, aproximadamente, de 1 kΩ. Para asegurar la conducción del amplificador de entrada de salva, se le suma en esta entrada un pedestal de tensión de unos 0,4 V, procedente del mismo impulso usado para puerta de salva en el terminal 10 del TBA560.

Terminal 6. Entrada de señal de referencia para el detector de fase de salva

En este terminal se introduce una señal de referencia en fase con –(*R-Y*), obtenida al invertir la señal de referencia del terminal 4 por medio de un transformador bipolar; esta señal se utiliza también para el circuito de control de reactancia.

Terminal 7. Salida del monocromatizador

Este terminal está conectado interiormente al colector de un transistor conmutador; necesita una resistencia de carga exterior, que se conectará a una tensión positiva. Si hay señal de color PAL, este transistor conmutador se mantiene al corte con lo cual no hay caída de tensión en la carga. La monocromatización tiene lugar cuando no hay señal de color o ésta no es PAL; entonces este transistor pasa al estado conductor y la tensión en el terminal 7 cae a un valor inferior a 250 mV. La transición entre estos dos estados es brusca y ocurre cuando la tensión en el terminal 9 pasa por 2,5 V.

Terminal 8. Entrada de señal rectangular del multivibrador PAL

Procedente del multivibrador del TBA520, se aplica a este terminal una señal rectangular (de amplitud nominal 2,5 V_{pp}) para el circuito demodulador de H/2. La impedancia de entrada en este terminal es de 3,3 kΩ.

Terminal 9. Salida del CAC

La tensión en este terminal se ajusta a 4 V de c.c. sin señal de crominancia en la entrada. Al aplicar la señal de crominancia en la entrada, esta tensión decrece si el multivibrador está identificado en la fase correcta y, si no lo está, aumenta.

Terminal 10. Ajuste del nivel de CAC

La red conectada entre los terminales 10 y 12 equilibra el punto de reposo del circuito de CAC, el potenciómetro *R*155 se ajusta para tener 4 voltios en el terminal 9 sin señal de salva de entrada en el terminal 5. La capacidad proporciona una cierta constante de tiempo en el lazo de CAC para hacerlo insensible a los ruidos.

Terminal 11. Control de ganancia de CAC

El potenciómetro *R*157 se ajusta para obtener una amplitud correcta de la señal de salva en el terminal 5 (1 V_{pp}), siempre que el control automático de color actúe dentro de su margen.

Terminal 12. Véase terminal 10.

Terminales 13 y 14. Ajuste del punto de reposo del detector de fase de salva

Los terminales 13 y 14 están conectados a los colectores del amplificador diferencial que realiza la detección de la fase de salva. En ellos y mediante el potenciómetro *R*151 se ajusta el nivel de reposo del control de reactancia.

Terminal 15. Realimentación para el oscilador de 4,43 MHz

La impedancia de entrada en este terminal es de 3,5 kΩ en paralelo con 5 pF. La ganancia en lazo del oscilador, entre el terminal 15 y el 1, es de unas 4,7 veces.

Terminal 16. Negativo de la alimentación (masa)

5. TBA520. DEMODULADOR DE COLOR

5.1. Demoduladores (A-Y) (R-Y) y matrizado (V-Y)

La principal función de este circuito integrado la realizan dos demoduladores síncronos, uno para la señal (*A-Y*) y el otro para la señal (*R-Y*). El resultado de esta demodulación equilibrada proporciona una gran supresión de señal portadora, de forma que es suficiente un simple filtro de paso-bajo para suprimir la portadora en la salida.

Ambos demoduladores son prácticamente iguales. Por una parte, se les aplican los componentes de la señal de crominancia (*A-Y*) y (*R-Y*) en los terminales 9 y 13, respectivamente; por otra, las señales de referencia en fase con (*A-Y*) y (*R-Y*) en los terminales 8 y 2. En las salidas, terminales 7 y 4, se obtienen las señales de diferencia de color (*A-Y*) y (*R-Y*), cuyo máximo valor es de 4 V_{pp} y 3,2 V, respectivamente.

La señal (*V-Y*) se obtiene con una matriz resistiva a partir de las componentes –(*A-Y*) y –(*R-Y*) que interiormente se extraen de los demoduladores síncronos. Este matrizado tiene la ventaja, entre otras, de que los tres niveles de tensión continua de salida tienen la misma dependencia respecto de las variaciones de la tensión de alimentación y de los efectos de la temperatura ambiente.

5.2. Multivibrador PAL. Inversión de (R-Y)

El circuito integrado lleva un conmutador PAL que restaura la fase invertida de la componente (*R-Y*). La reinversión de la componente –(*R-Y*) se realiza en la señal de referencia.

En el circuito integrado se incluye el multivibrador que gobierna al conmutador PAL. Este multivibrador es biestable y su disparo se consigue aplicando impulsos negativos conformados de retroceso de línea, a través de los terminales 14 y 15. En estas condiciones, la salida del multivibrador es una onda cuadrada de frecuencia igual a la mitad de la de líneas.

5.3. Circuito de identificación

La sincronización del multivibrador se consigue mediante el circuito identificador. La señal de entrada para este circuito es una tensión continua procedente del circuito demodulador de H/2 a través del amplificador de CAC. Dicha tensión tiene un valor inferior a 0,4 V en el terminal 1 cuando el multivibrador está correctamente sincronizado. En estas condiciones, el circuito identificador no influye en el multivibrador. Por el contrario, si el multivibrador no está en la fase correcta, la tensión que gobierna al identificador experimenta un aumento que hace actuar a éste. La acción del circuito identificador restaura la fase correcta del multivibrador. Una vez sincronizado, la tensión de identificación decrece, y el circuito identificador deja de actuar. Este circuito también puede ser atacado por una onda rectangular o sinusoidal cuya frecuencia sea igual a la mitad de la de línea, que proceda de la detección de fase de la salva.

5.4. Fijación del nivel de negro de las señales de diferencia de color

El nivel de negro de las tres señales de diferencia de color se realiza en este circuito integrado ajustándose por medio de los potenciómetros *R*134 y *R*141. El ajuste del nivel de negro de (*A-Y*) se realiza mediante la variación de la tensión de alimentación del circuito integrado, con el potenciómetro *R*134 (véase fig. 3). Sin embargo, con este ajuste también se varían los niveles de (*R-Y*) y (*V-Y*). El nivel de negro de estas dos señales se ajusta actuando solamente en el demodulador síncrono y en el matrizado, respectivamente. Al realizar estos ajustes no se altera la ganancia de cada una de las señales de diferencia de color.

5.5. Características

Alimentación (terminal 6)	+12 V estabilizados
Ganancia del canal de crominancia (*R-Y*)	7

Relación de ganancias $\frac{G(A\text{-}Y)}{G(R\text{-}Y)}$	1,78
Tensión continua en las salidas de señal diferencia de color (terminales 4, 5 y 7)	7,9 V
Deriva de la tensión continua de salida (para $\Delta t_{amb} = 40°$)	50 mV
Variación de la tensión continua entre canales (para $\Delta t_{amb} = = 40°$)	20 mV
Señales de salida de diferencia de color máximas:	
Terminal 4	(R-Y) $\approx$ 3,2 V_{pp}
Terminal 5	(V-Y) $\approx$ 1,8 V_{pp}
Terminal 7	(A-Y) $\approx$ 4 V_{pp}
Impedancia de entrada de crominancia (terminales 9 y 13)	$\geqslant$ 800 Ω, en paralelo $\leqslant$ 10 pF
Impedancia de las entradas de señal de referencia (terminales 2 y 8)	1 kΩ
Impedancia de las salidas de señal de diferencia de color (terminales 4, 5 y 7)	2,7 kΩ
Tensión rectangular de salida del multivibrador (terminal 3)	2,5 V_{pp}
Consumo de la corriente de alimentación (terminal 6)	32 mA
Amplitud de las señales de referencia (terminales 2 y 8)	1 V_{pp}
Circuito de identificación (terminal 1) cuando actúa la corriente	$\geqslant$ 80 μA
cuando no actúa la tensión	$\leqslant$ 0,4 V
Impulsos para gobernar el flipflop (terminales 14 y 15)	4 V_{pico}

5.6. **Funciones en cada terminal**

Terminal 1 Entrada de la señal de identificación

La corriente de entrada necesaria para la identificación del multivibrador es $I_{iden} \geqslant 80\ \mu A$. En condiciones de correcta identificación, la tensión será $V \leqslant 0{,}4$ V y no circulará corriente.

Terminal 2. Entrada de señal de referencia (R-Y)

A través de un condensador de paso, se aplica a esta entrada, aproximadamente, 1 V_{pp} de subportadora en fase con (*R-Y*).

Terminal 3. Salida de tensión rectangular del multivibrador PAL

En este terminal se obtienen 2,5 V_{pp} de señal rectangular del multivibrador, a través de un seguidor de emisor.

Terminales 4, 5 y 7. Salidas de señales de diferencia de color (R-Y) (V-Y) (A-Y)

Estas salidas no necesitan resistencias de carga exteriores; se han de conectar a los terminales de entrada del circuito integrado matriz R.V.A. (TBA530) solamente a través de un filtro de paso-bajo sencillo. Las tensiones nominales que se obtienen son:

$$V_{R\text{-}Y} \approx 1{,}7\ V_{pp}$$
$$V_{V\text{-}Y} \approx 1\ V_{pp}$$
$$V_{A\text{-}Y} \approx 2\ V_{pp}$$

Terminal 6. Alimentación (positivo)

El potencial de este terminal es ajustable para variar el nivel de negro en la salida de la señal de diferencia de color (*A-Y*). La tensión máxima es de 13,2 V y la mínima, para asegurar un nivel de continua en la salida (terminal 7) de 7,5 V, es de 11,6 V.

Terminal 8. Entrada de señal de referencia (A-Y)

A través de un condensador de paso se aplica en este terminal 1,5 V_{pp}, aproximadamente, de subportadora en fase con (*A-Y*).

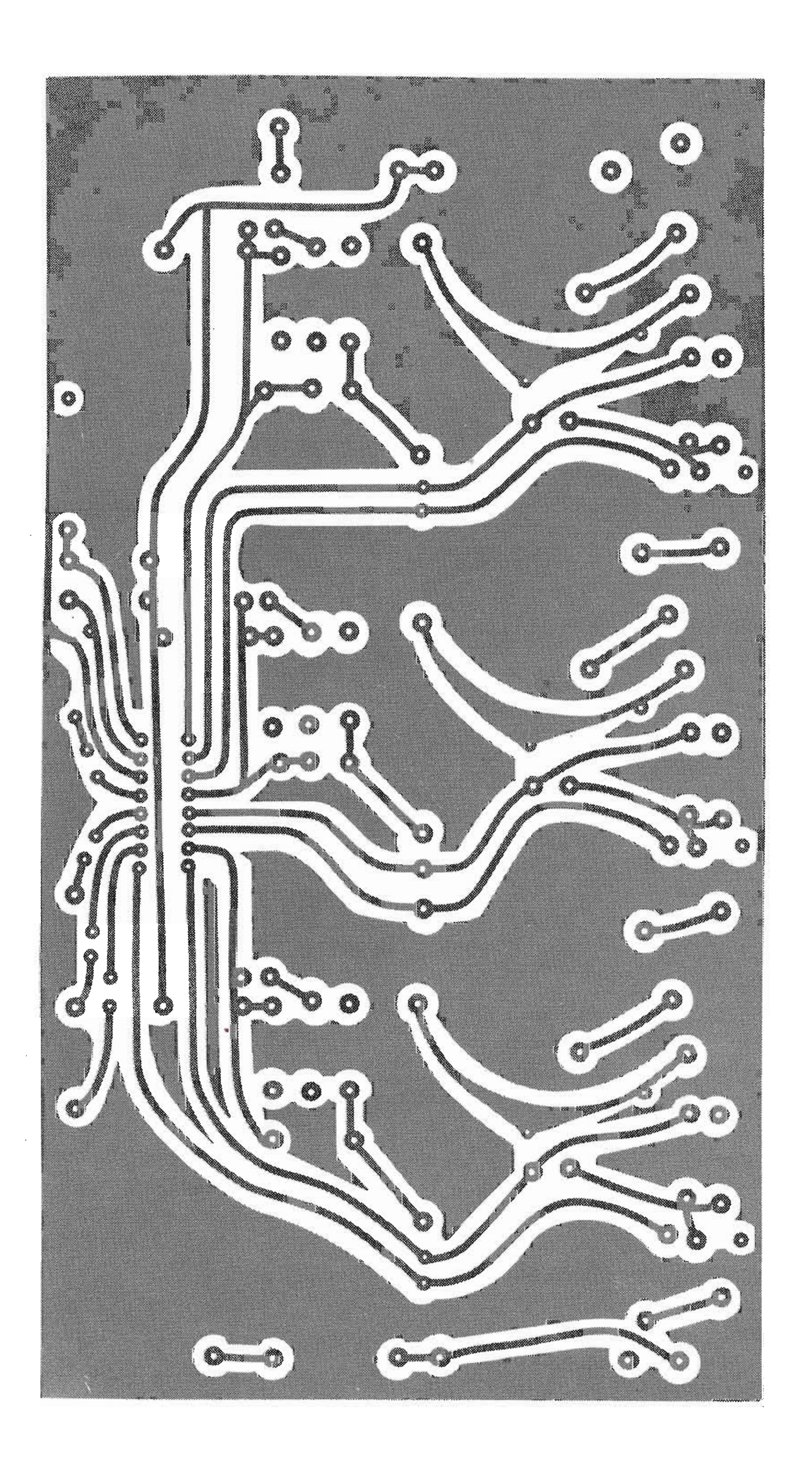
Terminal 9. Entrada de componente de crominancia (A-Y) al demodulador

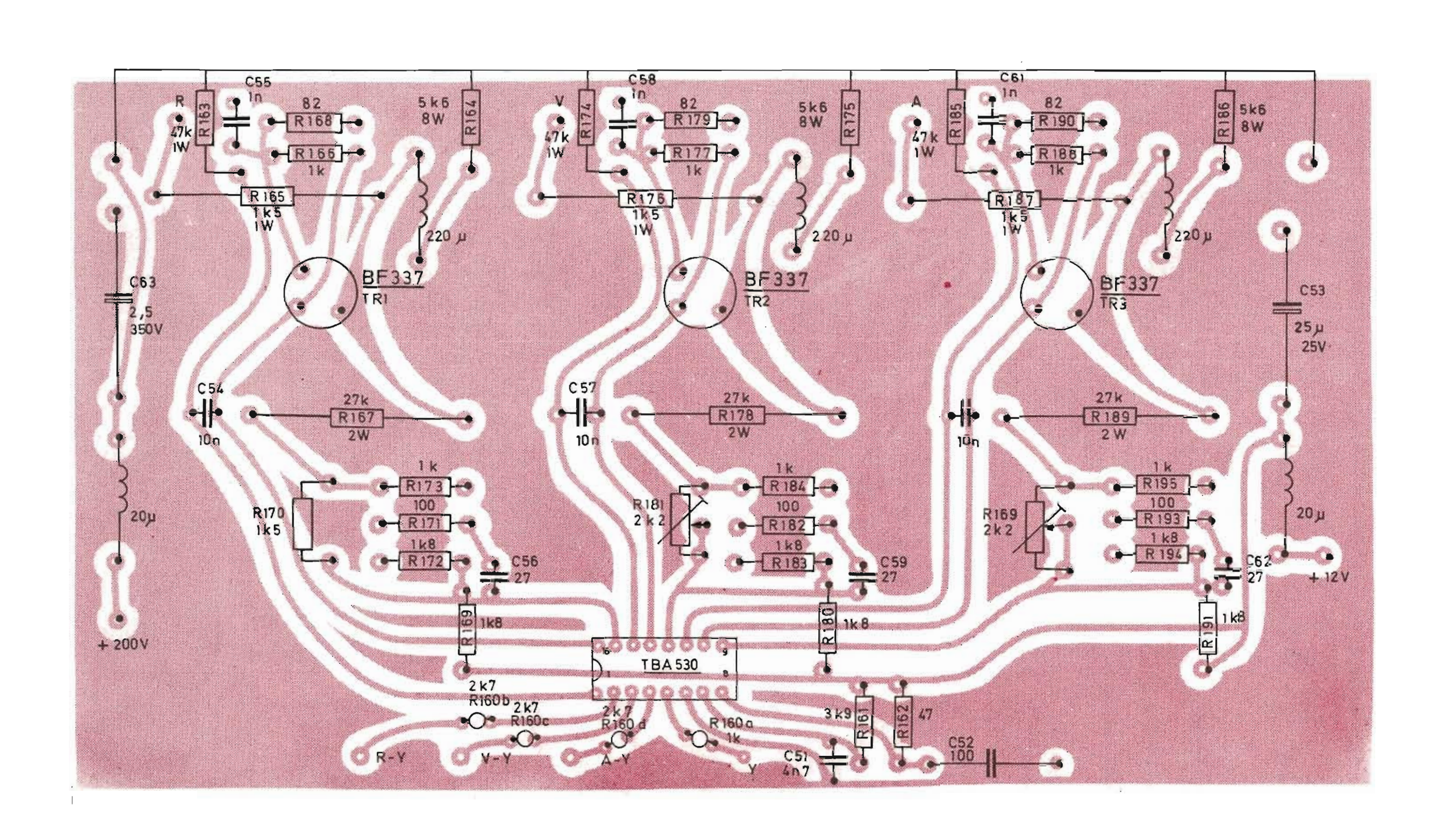
Es necesario aplicar en este terminal una señal de componente (*A-Y*) de unos 150 mV_{pp}. La impedancia de esta entrada es mayor que 800 Ω, con una capacidad respecto a masa inferior a 10 pF. La dispersión máxima de la ganancia es de ± 10 %.

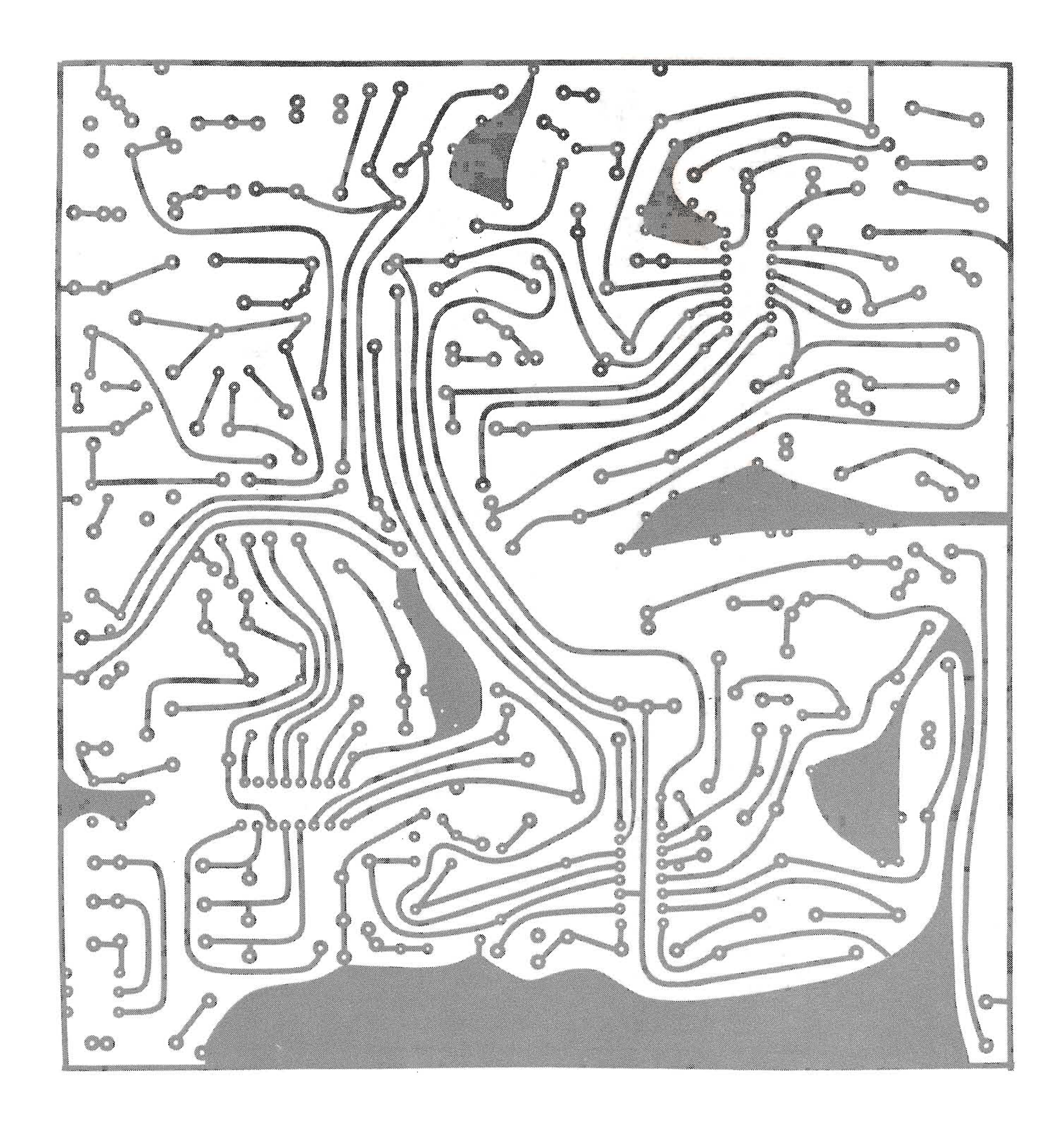
Terminal 10. No se usa.

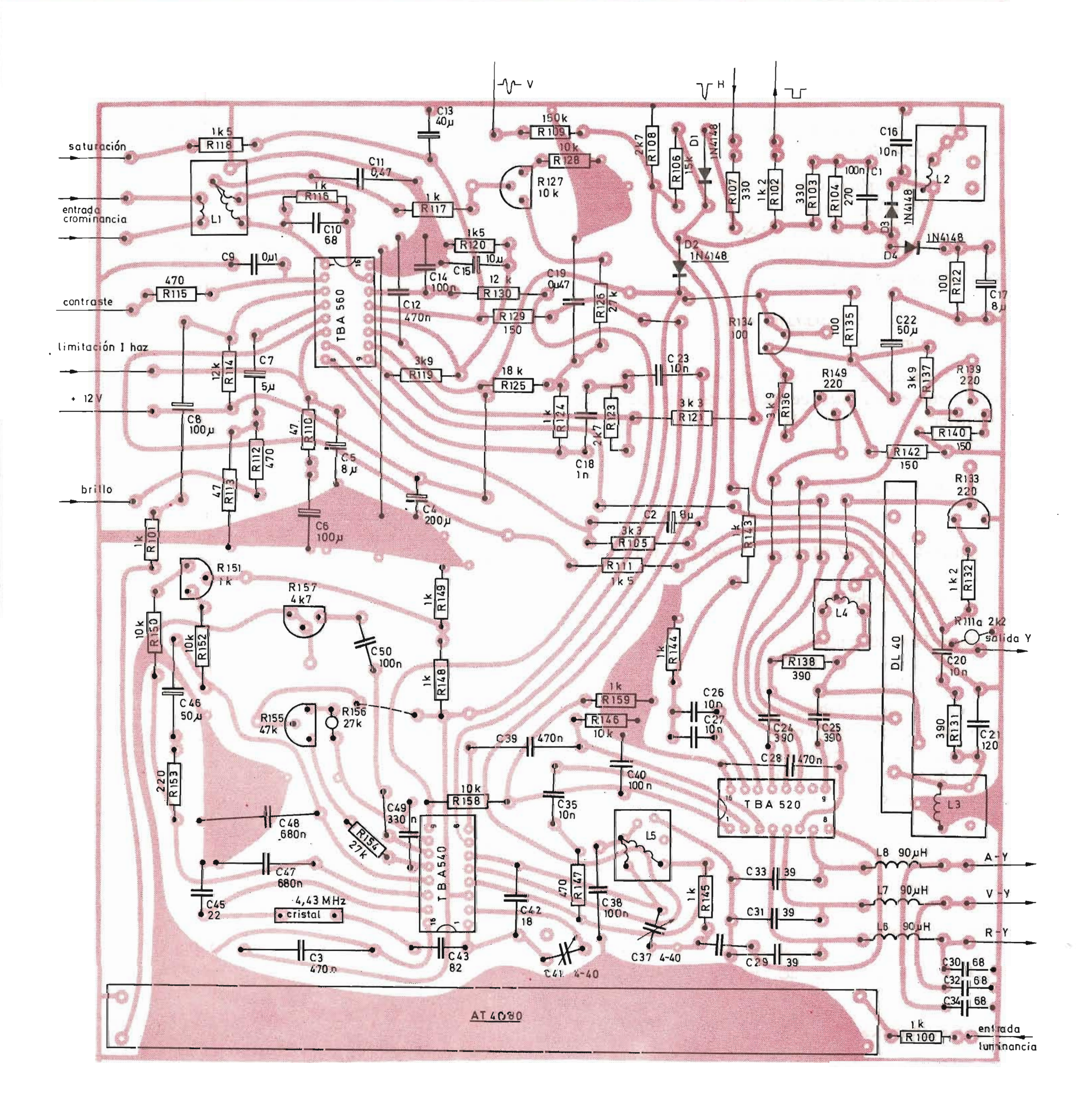
Terminal 11. Ajuste del nivel de continua en la salida de (V-Y)

Ajustar el potenciómetro *R*139 hasta tener 7,5 V en el terminal 5.




R
47k
1W
R163
C55
1n
82
R168
R166
1k
5k6
8W
R164
R165
1k5
1W
220 µ
BF337
TR1
C63
2,5
350V
C54
10n
27k
R167
2W
1k
R173
100
R171
1k8
R172
R170
1k5
C56
27
20µ
R169
1k8
+ 200V
V
47k
1W
R174
C58
1n
82
R179
R177
1k
5k6
8W
R175
R176
1k5
1W
220 µ
BF337
TR2
C57
10n
27k
R178
2W
1k
R184
100
R182
1k8
R183
R181
2k2
C59
27
R180
1k8
A
47k
1W
R185
C61
1n
82
R190
R188
1k
R186
5k6
8W
R187
1k5
1W
220µ
BF337
TR3
C53
25µ
25V
10n
27k
R189
2W
1k
R195
100
R193
1k8
R194
R169
2k2
C62
27
20µ
+ 12V
R191
1k8
TBA 530
2k7
R160b
2k7
R160c
2k7
R160 d
R160a
1k
R-Y
V-Y
A-Y
Y
3k9
R161
R162
47
C51
4n7
C52
100




saturación
entrada crominancia
contraste
limitación I haz
+ 12 V
brillo
V
H
TBA 560
TBA 520
TBA 540
DL 40
AT 4080
4,43 MHz cristal
salida Y
A - Y
V - Y
R - Y
entrada luminancia
L1
L2
L3
L4
L5
L6 90 μH
L7 90 μH
L8 90 μH
D1 1N4148
D2 1N4148
D3 1N4148
D4 1N4148

Terminal 12. Ajuste del nivel de continua en la salida de (R-Y)

Ajustar el potenciómetro *R*141 hasta tener 7,5 V en el terminal 4.

Terminal 13. Entrada de la componente de crominancia al demodulador (R-Y)

Es necesario aplicar una señal de componente (*R-Y*) de unos 150 mV_{pp}. La impedancia de esta entrada es mayor que 800 Ω, con una capacidad respecto a masa inferior a 10 pF. La dispersión máxima de la ganancia de este canal es de ± 10 %.

Terminales 14 y 15. Entrada de impulsos de retroceso de líneas conformados

Se deben aplicar en estos terminales impulsos negativos de retroceso de líneas de unos 4 V de pico para que el multivibrador funcione a la mitad de la frecuencia de línea.

Terminal 16. Negativo de la alimentación (masa)

6. TBA530. MATRIZ DE ROJO, VERDE Y AZUL

6.1. Descripción del circuito

En el TBA530 se matrizan las señales de diferencia de color, procedentes del TBA520, con la señal de luminancia y se obtienen así las señales de rojo, verde y azul.

Para una buena estabilidad del TBA530 debe utilizarse la fuente de alimentación estabilizada a 12 V.

Para que las señales de *R, V* y *A* se puedan aplicar con suficiente amplitud al tubo de imagen, son amplificadas a la salida del TBA530 con sendos transistores BF337.

La amplitud de salida de señal de rojo es, aproximadamente, de 100 V más 25 V de impulso para borrado. La amplitud de las señales verde y azul se ajustará con los potenciómetros *R*181 y *R*192 para obtener el blanco deseado en la pantalla. El circuito está diseñado de forma que este ajuste no influye en el nivel de negro, previamente ajustado en la salida del TBA520.

6.2. Características

Señal de entrada de luminancia	1 V desde el nivel de blanco al de negro
Nivel de negro de la luminancia de entrada	1,5 V
Nivel de negro de las señales de diferencia de color	7,5 V
Señales de entrada diferencia de color	
V_4 señal R-Y	≈ 1,7 V_{pp}
V_3 señal V-Y	≈ 1 V_{pp}
V_2 señal A-Y	≈ 2 V_{pp}
Amplificación de los canales de rojo, verde y azul:	
sin realimentación	74 dB
con realimentación	40 dB
Banda de paso de estos canales	5 mHz a 3 dB
Ganancia de los pasos de salida	34 dB
Consumo de corriente	I_{tot} = 30 mA

6.3. Funciones en cada terminal

Terminal 1. Colector del transistor de salida de la señal de rojo

Los resistores *R*136, *R*174 y *R*185 (de 47 kΩ, 1 W), conectados a 200 V de tensión de alimentación, son la carga de los pasos preamplificadores del circuito integrado. La tensión aproximada es de 8 V. La corriente máxima de salida es de 10 mA.

Terminal 2. Entrada de señal (R-Y)

Procedente del TBA520, se introduce la señal diferencia de color (*R-Y*) con un nivel continuo de 7,5 V y 1,7 V_{pp} de amplitud de señal. La resistencia de entrada típica en este terminal es de 60 kΩ, con una capacidad no superior a 3 pF.

Terminal 3. Entrada de señal (V-Y)

Igual que en el terminal 2, salvo que la amplitud de la señal es de 1 V_{pp}.

Terminal 4. Entrada de la señal (A-Y)

Igual que en terminal 2, salvo que la amplitud de la señal es de 1,7 V_{pp}.

Terminal 5. Entrada de la señal de luminancia (Y)

El potencial del nivel de negro en este terminal ha de ser de 1,5 V y la amplitud necesaria de la señal de 1 V de blanco a negro. La resistencia de entrada es, aproximadamente, de 20 kΩ con una capacidad menor que 10 pF.

Terminal 6. Negativo de la alimentación (masa)

Terminal 7. Tensión de polarización

A través de este terminal se realiza la polarización de los emisores de los amplificadores diferenciales de *R, V* y *A*.

La tensión necesaria se obtiene de los 12 V de alimentación a través de un resistor en serie debidamente desacoplado. Aproximadamente, es de 2 V.

Terminal 8. Positivo de la alimentación del circuito integrado

La máxima tensión permitida es de 13,2 V, siendo 12 V la nominal. El consumo de corriente aproximado es de 30 mA.

Terminal 9. Realimentación del canal de señal de azul

El terminal 12 es la entrada de realimentación de verde y el 15 la de rojo.

Terminal 10. Salida de la señal de azul

Las salidas de verde y rojo se realizan en los terminales 13 y 16. Estas salidas están conectadas internamente por medio de un diodo zener, con los terminales 11, 14 y 1 respectivamente, para polarizar a los transistores de las etapas de salida. Se conectan sendos condensadores de 10 nF entre los terminales 10-11, 13-14 y 16-1 para cortocircuitar en alterna a los diodos zener.

Terminal 11. Colector del transistor de salida de señal azul (véase terminal 1)

Terminal 12. Realimentación del canal de señal verde (véase terminal 9)

Terminal 13. Salida de la señal verde (véase terminal 10)

Terminal 14. Colector del transistor de salida de señal verde (véase terminal 1)

Terminal 15. Realimentación del canal de señal roja (véase terminal 9)

Terminal 16. Salida de la señal roja (véase terminal 10).

7. CIRCUITOS DEL DECODIFICADOR NO COMPRENDIDOS EN LOS CIRCUITOS INTEGRADOS

Los diodos *D*1 y *D*2 forman un circuito conformador de impulsos. Durante el tiempo de barrido los dos diodos conducen, y el punto de unión de ambos está aproximadamente al potencial de la fuente de alimentación, +12 V. Durante el tiempo de retroceso, el diodo *D*1 está bloqueado, y el punto de unión está al potencial de masa. De esta forma se obtienen impulsos casi rectangulares, que se usan para el borrado de luminancia, para gobernar el multivibrador PAL y para formar los impulsos puerta de salva.

El impulso puerta de salva procede del circuito resonante *L*2 y *C*16, que está sintonizado al segundo armónico de la frecuencia de oscilación del retroceso. El circuito está excitado por el impulso formado en la unión de *D*1 y *D*2. Durante el barrido, el diodo *D*3 conduce y el *D*4 está bloqueado debido a la tensión existente en bornes de *C*17. La corriente en el circuito está determinada por los resistores *R*103 y *R*104. En estas condiciones, el circuito resonante está amortiguado.

Durante el retroceso, el diodo *D*3 deja de conducir y el circuito sintonizado genera una oscilación amortiguada. Al final de retroceso, el diodo *D*4 empieza a conducir y amortigua fuertemente el circuito oscilante. La energía recuperada por el condensador *C*17 es suficiente para cortar al diodo *D*4 durante el barrido.

Los impulsos para borrado de cuadro se suman a los de línea de la unión de los diodos *D*1 y *D*2, mediante la red *R*109, *R*108 y *R*106. Todos estos impulsos se introducen en el TBA560 a través de *R*105 y *C*2 para realizar el borrado.

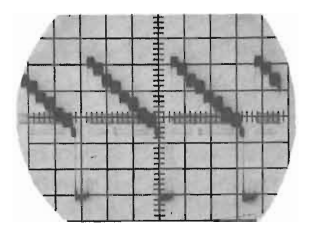
La señal de crominancia de salida del TBA560 (terminal 9) se aplica a la línea de retardo a través del resistor de carga *R*131. En la salida de la línea de retardo (DL40) se matriza la señal retardada con la directa procedente del divisor resistivo *R*132 y *R*133. De esta forma se obtienen las componentes de crominancia (*R-Y*) y (*A-Y*), que se aplican a los demoduladores síncronos a través de los condensadores *C*24 y *C*25. La capacidad de estos condensadores es baja; así se suprime el rizado de baja frecuencia en la señal procedente de la alimentación.

La señal de referencia para los demoduladores se obtiene en el TBA540. La referencia (*A-Y*) está retardada [90° respecto a (*R-Y*)] por la red *R*145, *C*37. Con *C*37 se ajusta exactamente el retraso de 90°. El resistor *R*147 se inserta en el canal de referencia (*R-Y*) para que tenga la misma impedancia que el canal de (*A-Y*).

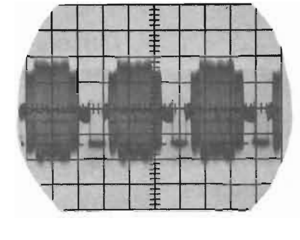
8. PROCEDIMIENTO DE AJUSTE

Sin señal aplicada a la entrada

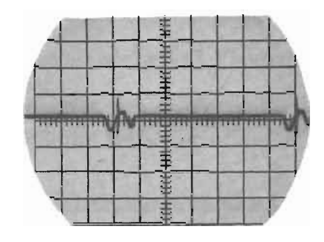
1. Ajustar *R*2 a 1,5 V en la toma del propio cursor.
2. Ajustar el control de brillo *R*1 a 1,6 V en el nivel de negro (terminal 5 del TBA520).
3. Ajustar *R*134 para 155 V de nivel de negro en la salida de azul.



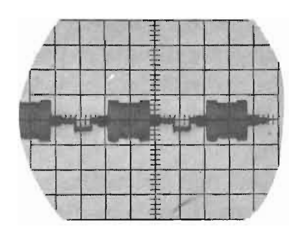
20 μs/div. 0,5 V/div.
(1)



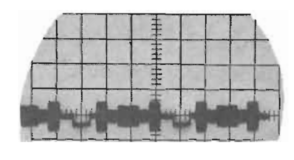
20 μs/div. 0,5 V/div.
(2)



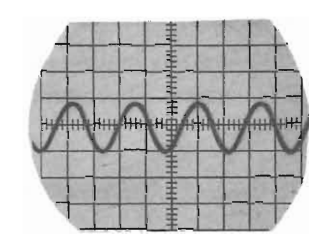
10 μs/div. 1 V/div.
(3)



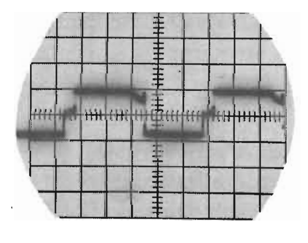
20 μs/div. 100 mV/div.
(4)



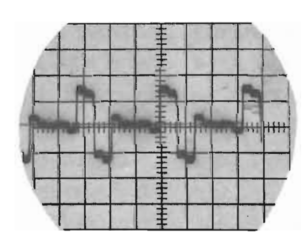
20 μs/div. 100 mV/div.
(5)



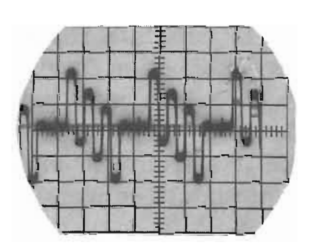
≈ 0,1 μs/div. 0,5 V/div.
(6)



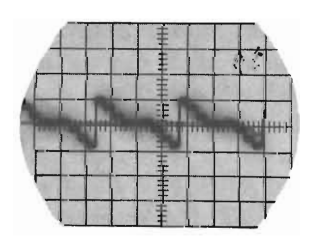
≈ 25 μs/div. 1 V/div.
(7)



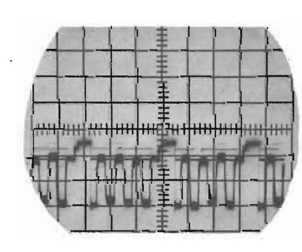
20 μs/div. 0,5 V/div.
(8)



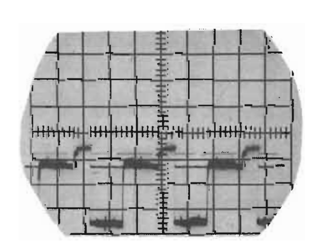
20 μs/div. 0,5 V/div.
(9)



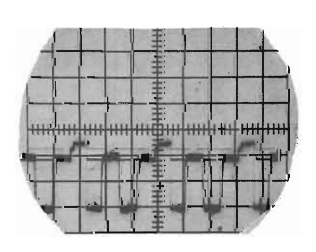
20 μs/div. 0,5 V/div.
(10)



20 μs/div. 50 V/div.
(11)



20 μs/div. 50 V/div.
(12)



20 μs/div. 50 V/div.
(13)

4. Ajustar *R*139 para 155 V de nivel de negro en la salida de verde.
5. Ajustar *R*141 para 155 V de nivel de negro en la salida de rojo.
6. Ajustar *R*155 para 4 V en el terminal 9 del TBA540.
7. Conectar el terminal 13 al 14 del TBA540 y ajustar *C*41 a la frecuencia correcta de oscilación de la subportadora.
8. Desconectar los terminales 13 y 14 y ajustar *R*151 para que siga oscilando a la misma frecuencia.
9. Ajustar *R*127 a cero voltios del impulso puerta de salva, en el terminal 7 del TBA560.

Aplicar a la entrada señal de barras de color standard

10. Ajustar *L*2 para que el máximo de la sinusoide (terminal 10 del TBA560) coincida con la salva en la señal de luminancia de entrada.
11. Colocar el potenciómetro *R*133 al mínimo y colocar un condensador de 10 nF del terminal 5 del TBA540 a masa. Asegurarse de que el oscilador no esté sincronizado.
    Desconectar el resistor *R*129; conectar a la entrada *Y* de un osciloscopio *X-Y* la señal de salida (*R-Y*), y a la entrada *X*, la de (*A-Y*) del TBA520.
    Ajustar *C*37 para obtener un solo círculo o elipse (ajuste de los 90° de fase de *A-Y* respecto a *R-Y*).
12. Conectar *R*133 al máximo.
    Ajustar *L*3 para que los ejes de la doble elipse coincidan. Este ajuste consiste en lo siguiente: al oscilar libremente, los colores complementarios forman una línea recta, pero si el matrizado de la línea de retardo no es correcto (en amplitud y en fase) esta línea se convierte en elipse y, debido a la conmutación PAL, en doble elipse.
13. Ajustar *R*133 para que las elipses se conviertan en líneas rectas. Desconectar el condensador de 10 nF del terminal 5 del TBA540.
14. Ajustar *L*1 al mínimo de tensión alterna en el terminal 7 del TBA540.
15. Ajustar *R*157 para 1 V_{pp} de salva en el terminal 7 del TBA560.
16. Potenciómetro de contraste al máximo; cargar la fuente de MAT para que la corriente de haz sea de 1,4 mA. Ajustar *R*2 hasta que el contraste se reduzca 6 dB.
17. El ajuste del blanco se realiza con los potenciómetros *R*181 y *R*192.

9. BOBINAS

L1	primario 28 espiras cobre esmaltado 0,2 mm secundario 2 × 14 espiras cobre esmaltado 0,2 mm armadura 3122 104 92570
L2	100 espiras cobre esmaltado 0,2 mm armadura 3122 104 92570
L3	AT4044/00
L4	AT4044/01
L5	2 × 30 espiras cobre esmaltado 0,2 mm armadura 3122 104 92570
L13	20 μH

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS RECEPTORAS DE RADIO Y TV

Este código de designación de tipos se refiere a las válvulas diseñadas para uso principalmente en equipo de reproducción y registro para aplicaciones domésticas tales como: receptores de radio y televisión, tocadiscos, magnetófonos y amplificadores de audio, proyectores de cine, audífonos y aparatos similares.

La designación de tipo consta de: DOS O MÁS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación:

PL504

La primera letra indica la tensión o corriente de calefactor	Las letras segunda y siguientes indican la construcción y/o aplicación de la válvula. (Si interviene más de un sistema de electrodos, estas letras se pondrán en orden alfabético.)	Número de serie
D ⩽ 1,4 V; alimentación en serie o paralelo **E** 6,3 V; alimentación en serie o paralelo **G** varios; alimentación en paralelo **L** 450 mA; alimentación serie **P** 300 mA; alimentación serie **U** 100 mA; alimentación serie El uso de las letras A (4 V), B (180 mA), C (200 mA), F (12,6 V), K (2 V), V (50 mA) e Y (450 mA) ha sido abandonado	**A** diodo (excepto rectificadores) **B** doble diodo con cátodo común (excepto rectificadores) **C** triodo (excepto los triodos de salida de potencia) **D** triodo de salida de potencia **E** tetrodo (excepto los tetrodos de salida de potencia) **F** pentodo (excepto los pentodos de salida de potencia) **H** hexodo o heptodo (del tipo hexodo) **K** octodo o heptodo (del tipo octodo) **L** pentodo o tetrodo de salida de potencia **M** indicador visual de sintonía **Y** rectificadora de media onda **Z** rectificadora de onda completa	El número de serie consta de tres cifras. La primera cifra indica el tipo de la base:[1]) **1** tipo de base varios **2** base miniatura de 10 patillas **3** base octal **5** base magnoval **8** base noval **9** base miniatura de 7 patillas La última cifra de los tetrodos y pentodos (excepto las válvulas de salida de potencia) indica el tipo de característica. Cifra par: característica de pendiente constante. Cifra impar: característica de pendiente variable

[1]) El uso de las cifras restantes para otros tipos de base así como el de números de serie de una o dos cifras han sido abandonados.

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS RECEPTORAS TIPO PROFESIONAL

Este código de designación de tipo se refiere a las válvulas de vacío receptoras tipo profesional, diseñadas para uso principalmente en equipo de comunicaciones, de proceso de datos y otras aplicaciones industriales.

La designación de tipo consta de: DOS O MÁS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

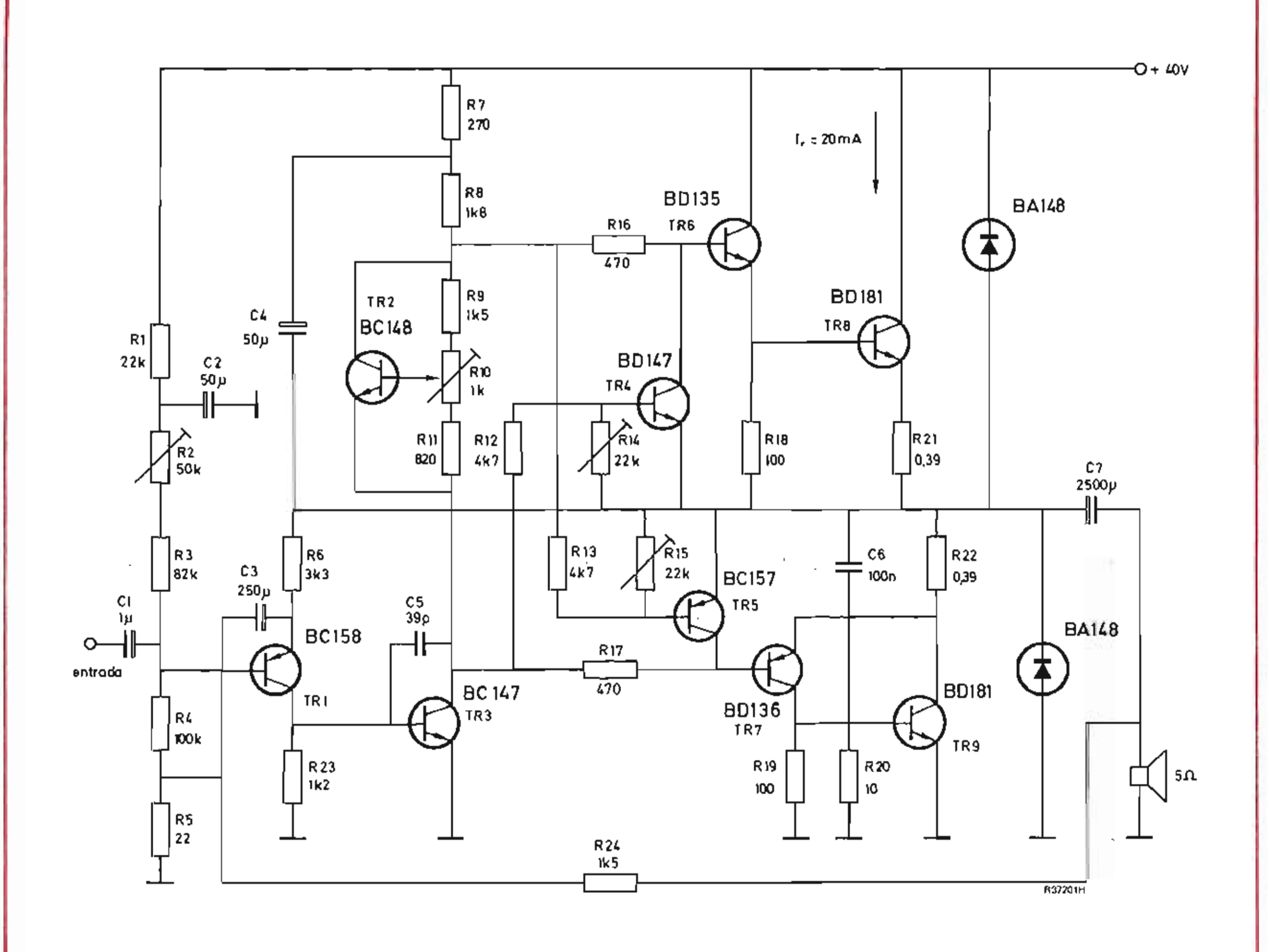
Ejemplo y explicación:

ECC2000

La primera letra indica la tensión de calefactor	La segunda letra y siguientes indican la construcción y/o la aplicación de la válvula. (Si interviene más de un sistema de electrodos, estas letras se ponen en orden alfabético.)	Número de serie
E 6,3 V: alimentación paralelo o serie	**A** diodo **C** triodo (excepto triodos de potencia de salida) **D** triodo de potencia de salida **E** tetrodo (excepto tetrodos de potencia de salida) **F** pentodo (excepto pentodos de potencia de salida) **L** tetrodo o pentodo de potencia de salida **H** heptodo **M** indicador visual de sintonía	El número de serie consta de 4 cifras. La primera cifra indica el tipo de base:[1]) **1** tipos de base varios **2** base miniatura de 10 patillas **3** base octal **5** base magnoval **8** base noval **9** base miniatura de 7 patillas

[1]) Los números de serie para los prototipos terminan siempre en 0, los de variantes en una de las cifras 1 a 9. Las otras primeras cifras se usan para nuevos tipos de base, si es preciso.

AMPLIFICADOR DE 20 VATIOS PARA ALTA FIDELIDAD



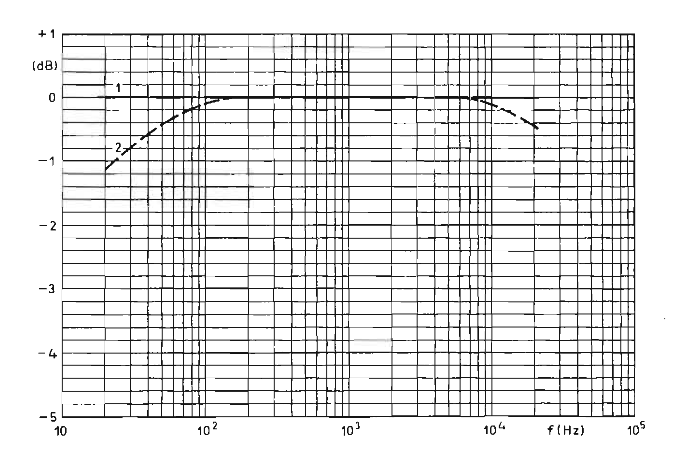
Potencia nominal de salida	20 W en carga de 5 Ω
Sensibilidad (1000 Hz) para	
$P_O = 20$ W	210 mV
$P_O = 50$ mW	11 mV
Impedancia de entrada	100 kΩ
Respuesta de frecuencia (–1 dB)	< 20 a > 20.000 Hz
Distorsión armónica total para $P_O = 20$ W	0,1%
Factor señal/ruido (ref. $P_O = 50$ mW)	66 dB
Resistencia interna en terminales salida	0,06 Ω
Factor de amortiguamiento con altavoz 5 Ω	83
Tensión de alimentación nominal	40 V
Consumo de corriente para $P_O = 20$ W	1,2 A

En este amplificador se emplean nueve transistores y dos diodos. Dos de los transistores (*TR4* y *TR5*), junto con los diodos (*D1* y *D2*), forman un circuito de protección contra cortocircuito de la salida.

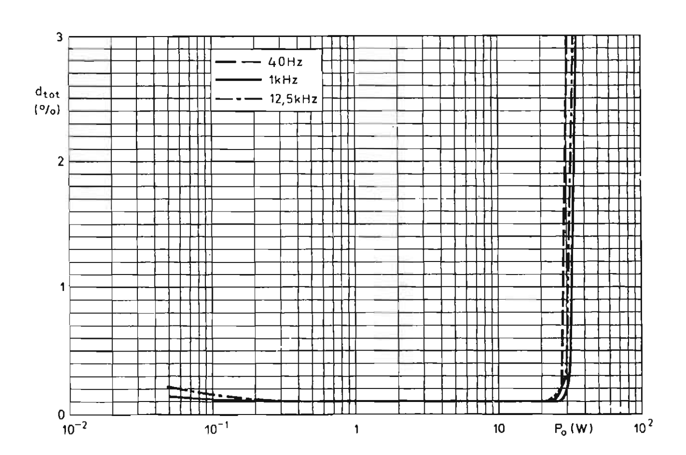
Los transistores de salida se montan en un radiador de aluminio de 90 x 90 x 2 mm.

La respuesta de frecuencia es prácticamente lineal desde 20 Hz a 20.000 Hz.

Para potencias de salida de 300 mW a 20 W, la distorsión de salida no excede del 0,1 por cien.



Respuesta de frecuencia y ancho de banda de potencia.
Curva 1. Amplitud/frecuencia, 0 dB = 6 dB por debajo de 31,2 W
Curva 2. Potencia/frecuencia, 0 dB = 31,2 W



Distorsión total

BLOQUES RECTIFICADORES DE SILICIO PARA ALTA TENSIÓN

La propiedad de absorción de energía que presentan los diodos de avalancha simplifica la construcción y aumenta la fiabilidad de los bloques rectificadores de alta tensión. La elección del bloque adecuado para cada aplicación concreta depende en gran parte de los transitorios de tensión y de corriente que deba soportar. Los ejemplos calculados para dos instalaciones de rectificadores, en las que se ha elegido la protección por fusibles o disyuntores, muestran cómo elegir estos bloques y cómo diseñar las adecuadas redes de supresión de transitorios

Los rectificadores de silicio han sustituido a los demás tipos de rectificadores en casi todas las aplicaciones para alta tensión. Los primeros rectificadores de silicio para alta tensión eran voluminosos, porque utilizaban muchos diodos de baja tensión con resistores y condensadores de ecualización. No obstante, con la introducción de los diodos de avalancha se eliminó la necesidad de redes de ecualización y es posible montar bloques rectificadores simples y compactos.

En este artículo se describe brevemente el diodo de avalancha y se dan normas para su aplicación en rectificadores de alta tensión.

Diodos rectificadores de avalancha

Los diodos de avalancha pueden trabajar sin deterioro en la zona de avalancha inversa, mientras los diodos normales tienen un límite por debajo del cual el diodo se destruye. Este límite está indicado por una tensión de trabajo, la cual representa la máxima tensión continua que puede ser aplicada al diodo, y por una tensión transitoria para la cual se da un límite de tiempo. Con un diodo de avalancha, si se sobrepasa el límite de tensión se lleva el diodo a la región de avalancha, donde su destrucción dependerá de la energía que el diodo haya de disipar y no de la tensión. En la práctica existe un límite superior de tensión, pero generalmente es lo suficiente alto como para no tenerlo en cuenta.

La ventaja de utilizar diodos de avalancha en los rectificadores está en que son capaces de absorber la energía de los transitorios sin destruirse. En general, no se dispone de suficientes datos sobre los transitorios en ciertas aplicaciones, y se eligen los diodos sobre la base de una estimación sobre el riesgo de su fallo. Aunque se utilicen amplios factores de seguridad al elegir un diodo que no sea de avalancha, existe el peligro de que un transitorio imprevisto, de amplitud suficiente provoque su destrucción. Este riesgo se reduce utilizando diodos de avalancha, ya que son capaces de absorber completamente la energía del transitorio. No se trata de que los diodos de avalancha eliminen totalmente el riesgo, pues la energía que se ha de absorber puede ser demasiado grande, pero incrementan notablemente la fiabilidad del rectificador.

Si se utilizan diodos en serie en un bloque para alta tensión, puede ocurrir que no todos pasen simultáneamente de la condición de conducción a la de bloqueo y, por tanto, las tensiones inversas entre sus extremos pueden ser muy diferentes. Los diodos de avalancha son capaces de absorber estos transitorios de conmutación; en cambio los diodos que no son de avalancha requieren resistores de ecualización para asegurar que no se sobrepasan sus límites, y para adaptarse a las condiciones dinámicas requieren también condensadores de distribución. Los bloques que usan diodos de avalancha no necesitan estos componentes adicionales, y por eso resultan mucho más baratos.

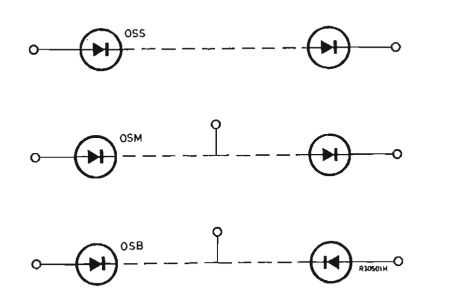


Fig. 1. Tres tipos de montaje de diodos en los bloques rectificadores de alta tensión: OSS, montaje en serie; OSM, doblador; OSB, en contrafase.

Valores límite de los diodos de avalancha

Los cuatro valores límite más importantes de un diodo de avalancha son: cresta de tensión inversa de trabajo, corriente media directa, mínima tensión de ruptura (avalancha) y máxima corriente transitoria directa. Excepto la tensión de ruptura, estos valores límite son comunes a todos los diodos. Los valores especificados son valores máximos absolutos y no deben ser sobrepasados.

El valor de cresta de la tensión inversa de trabajo, V_{RWM}, es la tensión de pico máxima de una onda sinusoidal que puede ser aplicada al diodo. Es aconsejable elegir un diodo en el que este valor sea superior al valor de pico de la alimentación con la que trabaja.

La corriente media directa $I_{F(AV)}$ es la máxima corriente media promediada en 20 milisegundos que puede pasar por el diodo a una temperatura ambiente especificada.

La tensión mínima de ruptura (avalancha), $V_{(BR)R\,mín}$, es la tensión inversa a partir de la cual el diodo trabaja en la región de avalancha. El funcionamiento en esta región depende de la energía que ha de ser disipada por el diodo. Si el contenido energético de los transitorios en una aplicación concreta no es conocido, es necesario elegir un diodo con una tensión de ruptura mínima mayor que el nivel de tensión previsto para los transitorios, o bien limitar la tensión de éstos a un valor inferior a la tensión de ruptura del diodo.

La máxima corriente transitoria directa, I_{FSM}, es el máximo valor de pico de una media onda senoidal de corriente de 10 milisegundos que puede pasar por el diodo. Este límite vale para casos de avería y representa la máxima corriente tolerable que puede pasar por el diodo antes de que un fusible o un disyuntor aísle el bloque.

Si se conectan en serie diodos de avalancha, la tensión de cresta de trabajo y la tensión de ruptura del bloque son iguales a la suma de los valores límites de cada uno de los diodos. El valor límite total I_{FSM} es igual al de un solo diodo y el valor límite $I_{F(AV)}$ depende del sistema de refrigeración.

Construcción de un bloque

Un bloque para alta tensión consta de una serie de diodos y sus radiadores. Cada diodo se atornilla a un disipador de aluminio anodizado en negro, y se montan en grupos de tres sobre soportes aislantes para alta tensión. Las interconexiones entre diodos se efectúan por medio de los hilos flexibles de cátodo. Los diodos pueden conectarse de tres formas distintas: en serie, doblador (conexión en serie con toma central) y en contrafase (conexión en serie invertida con toma central).

Elección de un bloque

Para diversas aplicaciones, aunque todas requieran la misma tensión y corriente continuas de salida, pueden necesitarse distintos tipos de bloques rectificadores. Las dos condiciones que determinan el tipo de bloque a utilizar son las condiciones de transitorios de tensión y de corriente transitoria.

Transitorios de tensión

Según ya se ha indicado anteriormente, el bloque puede verse afectado por transitorios procedentes de la alimentación alterna y por transitorios generados dentro del propio bloque. Además, la carga alimentada por el bloque puede, por su parte, ser origen de transitorios, especialmente si se conmuta o varía bruscamente.

Los transitorios procedentes de la alimentación alterna pueden introducirse a través de la red, o pueden ser generados al conectar o desconectar por la inductancia del transformador de alimentación. Simples redes RC entre extremos de los bobinados del transformador suprimirán no sólo los transitorios de conexión y desconexión, sino también los generados dentro del bloque por la conmutación de los diodos. Las redes pueden conectarse en primario, o en el secundario. Generalmente se prefiere el secundario, pero si el factor del precio interviene en la decisión, la conexión en primario será probablemente más barata; pueden utilizarse, entonces, condensadores de menor tensión y resistores de valor más bajo.

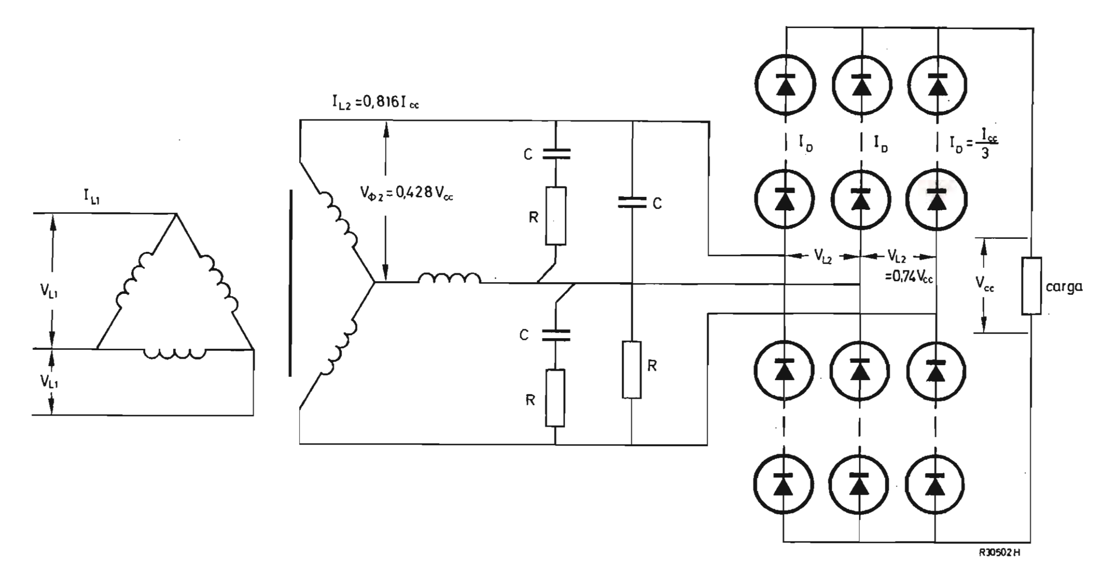


Fig. 2. Circuito típico de fuente de alimentación, que indica las tensiones y corrientes que han de tenerse en cuenta al elegir los bloques rectificadores. Las redes de supresión de transitorios pueden conectarse en secundario, como en la figura, o en el primario.

La figura 2 representa el circuito típico de un transformador triángulo-estrella que alimenta un rectificador de alta tensión, con las redes de supresión conectadas en los secundarios. La resistencia y la capacidad de los componentes de la red dependen de la corriente de magnetización de los primarios, de la tensión primaria y de la relación de transformación. La tabla 1 indica los valores de los componentes de supresión correspondientes para diversos factores de seguridad.

En combinación con la inductancia del transformador, las redes de supresión *RC* eliminan también los transitorios originados en la red. La experiencia ha demostrado que redes con los valores dados en la tabla 1 son capaces de reducir a un nivel de seguridad la mayoría de transitorios originados en la red.

La mejor manera de contrarrestar los transitorios generados en la carga consiste, en primer lugar, en evitar que se produzcan. No obstante, esto es más fácil de decir que de hacer, especialmente en aplicaciones con amplias variaciones de la carga, como ocurre en el calentamiento por radiofrecuencia. Pueden conectarse circuitos de supresión entre extremos de la carga, pero en casos muy difíciles resulta una buena sugerencia utilizar explosores calibrados a la tensión de salida del rectificador.

Si se conectan entre los extremos de los devanados del transformador redes de supresión adecuadas, es sufi-

TABLA 1. Valores de capacidad y resistencia de las redes de supresión de transitorios.

Factor de seguridad	Red en el primario $C(\mu F)$	$R(\Omega)$	Red en el secundario $C(\mu F)$	$R(\Omega)$
2,0	$\frac{200\,I_{mag}}{V_{L1}}$	$\frac{150}{C}$	$\frac{225\,I_{mag}\,n^2}{V_{L1}}$	$\frac{200}{C}$
1,5	$\frac{400\,I_{mag}}{V_{L1}}$	$\frac{225}{C}$	$\frac{450\,I_{mag}\,n^2}{V_{L1}}$	$\frac{275}{C}$
1,25	$\frac{550\,I_{mag}}{V_{L1}}$	$\frac{260}{C}$	$\frac{620\,I_{mag}\,n^2}{V_{L1}}$	$\frac{310}{C}$

ciente una tensión $V_{(BR)R\,\text{mín}}$ del bloque que sea igual a dos veces el valor de pico de la tensión alterna de alimentación para obtener un funcionamiento seguro en la mayoría de las aplicaciones. Puede adoptarse un factor más bajo en los bloques destinados a alimentar transmisores, ya que, generalmente, no producen muchos transitorios, pero para equipos de calentamiento por radiofrecuencia debe usarse al menos un factor igual a dos.

Transitorios de corriente

Es más fácil contrarrestar los transitorios de corriente, pues pueden calcularse con precisión a partir de los valores del circuito. Las características de un bloque dan la corriente eficaz máxima que puede obtenerse para tiempos especificados. Debe diseñarse la alimentación de forma que haya suficiente impedancia en serie con el bloque para limitar las corrientes de cortocircuito a un nivel aceptable, hasta que un disyuntor o un fusible puedan aislar el bloque. Usualmente puede conseguirse esto especificando un transformador con la impedancia proporcional necesaria.

Cuando ocurre un cortocircuito, la corriente subirá hasta un pico máximo y luego caerá a un valor de cortocircuito estable. Si se utiliza un disyuntor para la conexión, pasará algún tiempo antes de que se abra. El valor límite de la corriente transitoria del bloque, I_{FSM}, debe ser mayor que el valor de la corriente de cortocircuito en el momento de la apertura del circuito. La tabla 2 da los tiempos de actuación de un disyuntor, expresados en ciclos de la red de 50 Hz, y las correspondientes corrientes de cortocircuito, expresadas en función de la corriente de cortocircuito permanente. Esta última puede ser calculada para cada aplicación, y con ella se puede determinar el valor límite de la corriente transitoria requerido por el bloque.

En algunas aplicaciones pueden utilizarse fusibles en el circuito primario del transformador como protección contra los cortocircuitos. Si son fusibles de alta velocidad, a veces es posible utilizar un bloque más pequeño del que sería necesario en caso contrario. Para obtener una protección total, el valor límite I^2t del fusible referido al secundario del transformador debe ser menor que el valor límite I^2t del bloque:

$$(I^2 t)_{fus} \times n^2 < (I^2 t)_{bloque}$$

siendo n la relación entre la tensión del primario y la del secundario, y el valor límite I^2t del bloque igual al de cada uno de los diodos individuales.

TABLA 2. Relación entre la corriente de avería, $I_{avería}$ y el valor de pico de la corriente de cortocircuito permanente, $I_{sc(M)}$, en función del número m de ciclos de la red de 50 Hz, transcurridos antes de que el sistema de seguridad abra el circuito.

m	$I_{avería}/I_{sc(M)}$
1	1,6
2	1,3
3	1,1
4	1,0

Ejemplo

Para dar un ejemplo del cálculo en que se basa la elección de un bloque, supondremos que el circuito representado en la figura 2 ha de entregar una corriente de carga de 14 A a 10 kV, y que la corriente de magnetización del primario del transformador es de 6 A.

Valores límites de tensión

Para tener una tensión continua de salida de 10 kV, la tensión secundaria entre fases del transformador tiene que ser:

$$V_{L2} = 0{,}74\ V_{cc} = 7{,}4\ \text{kV (ef.)}$$

que corresponde a un valor de pico de

$$\sqrt{2}.V_{L2} = 1{,}41 \times 7{,}4 = 10{,}5\ \text{kV}.$$

Así, pues, el valor límite V_{RWM} del bloque debe ser de 10,5 kV por lo menos.

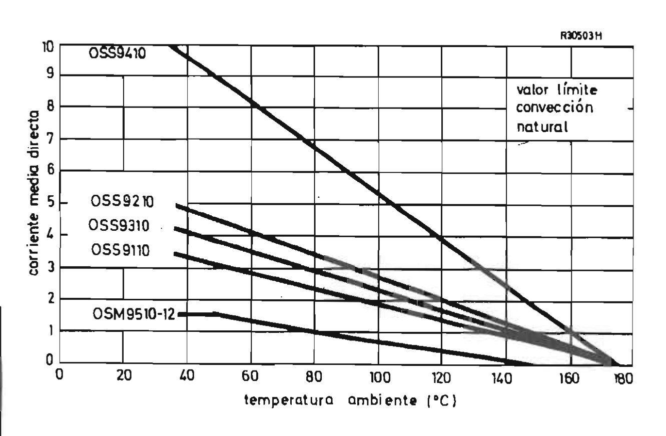


Fig. 3. Valor límite de la corriente directa media.

Si adoptamos un factor de seguridad igual a 2 entre el pico de tensión a través de los diodos y la mínima tensión de ruptura encontramos que la tensión $V_{(BR)R}$ mín ha de ser:

$$V_{(BR)R}\,\text{mín} = 2 \times 10{,}5 = 21 \text{ kV}$$

que puede conseguirse con 17 diodos conectados en serie, cada uno con un valor límite $V_{(BR)R}$ mín de 1,25 kV:

$$V_{(BR)R}\,\text{mín(bloque)} = 17 \times 1{,}25 = 21{,}25 \text{ kV}.$$

Como el valor límite V_{RWM} de cada diodo es de 1 kV, este bloque satisfará la condición de los 10,5 kV, con 6,5 kV de exceso.

Valor límite de la corriente transitoria

La tensión eficaz secundaria por fase del transformador es:

$$V_{\varphi 2} = 0{,}428\, V_{cc}$$

y la corriente eficaz del secundario:

$$I_{L2} = 0{,}816\, I_{cc}$$

de modo que el valor límite VA del secundario es:

$$3V_{\varphi 2}I_{L2} = 3 \times 0{,}428 \times 0{,}816\, V_{cc}I_{cc}$$

$$= 146 \text{ kVA}.$$

El valor límite VA en cortocircuito es:

$$\left(VA_{sc}\right) = \frac{VA}{Z_{pc}},$$

en donde Z_{pc} es la impedancia proporcional del transformador que rara vez es inferior al 5 % en transformadores de alta tensión. El pico de corriente de cortocircuito permanente viene dado por:

$$I_{sc(M)} = \frac{\sqrt{2}.VA_{sc}}{\sqrt{3}.V_{L2}} = \frac{\sqrt{2}.(146/0{,}05)}{\sqrt{3}.\,7{,}4}$$

$$= 321 \text{ A}.$$

Si se utiliza un disyuntor y éste actúa dentro de los dos ciclos después de la producción de la avería, el pico de corriente de avería (véase tabla 2) será:

$$I_{\text{avería}} = 1{,}3 \times I_{sc(M)} = 418 \text{ A}$$

que corresponde a:

$$I_{\text{avería (ef)}} = I_{\text{avería}} \times \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$= 295 \text{ A}.$$

El valor límite de corriente transitoria del bloque para dos ciclos (40 ms) debe ser mayor que este valor.

Límite de corriente media

La corriente media en cada brazo del puente es un tercio de la corriente continua total:

$$I_D = \frac{I_{cc}}{3} = \frac{14}{3}$$

$$= 4{,}7 \text{ A}.$$

Protección por fusibles

El cálculo anterior se basa en la hipótesis de que se utilice como protección un disyuntor. Si en lugar de éste se adoptan fusibles de alta velocidad, la situación cambia.

La relación n del transformador es:

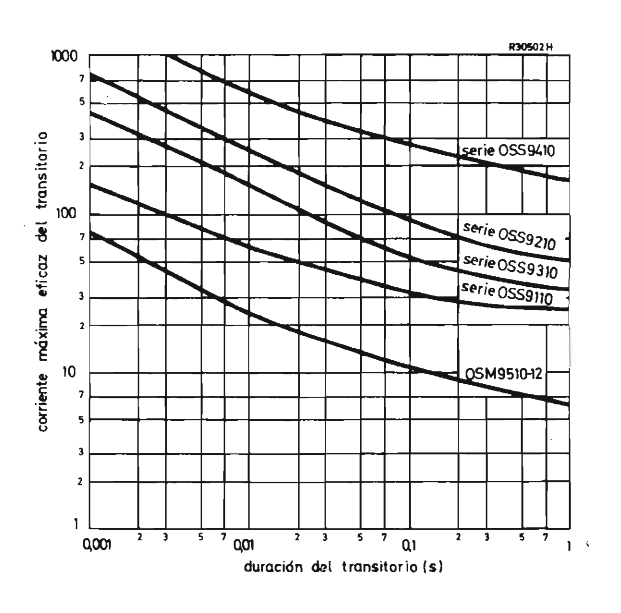


Fig. 4. Valor límite de la máxima corriente eficaz transitoria.

$$\frac{V_{L2}}{V_{L1}} = \frac{7{,}4 \times 10^3}{440} = \frac{1}{n}$$

y, como la corriente secundaria por fase es de 0,816 × × 14 A, la corriente primaria por fase vale:

$$I_{L1} = 0{,}816 \times 14 \times \frac{1}{n}$$

$$= 192 \text{ A}$$

lo cual significa que se ha de usar un fusible de 200 A con un valor límite I^2t típico de 20.000 A^2s. Pasando este valor de I^2t al secundario del transformador, se obtiene:

$$(I^2t)_{fusible(2)} = (I^2t)_{fusible}\, n^2 = 20.000 \left(\frac{440}{7{,}4 \times 10^3}\right)^2$$

$$= 71 \text{ A}^2\text{s}$$

el valor límite I^2t del bloque debe ser mayor que este valor.

En la tabla 3, que da los límites I^2t de los bloques, encontramos que la serie OSS9310, con un valor límite de 200 A^2s, parece ser la más conveniente. No obstante, el valor límite de corriente media directa de esta serie sólo es de 4,0 A, lo que no es suficiente, de modo que tenemos que pasar a la serie OSS9210, con 5,0 A de corriente directa y un valor límite I^2t de 620 A^2s. Así, pues, la instalación con OSS9210 y fusibles resulta menos cara que con bloques OSS9410 y disyuntores.

Redes de supresión

Las instalaciones necesitan redes de supresión tanto si están protegidas por fusibles, como por disyuntores; los valores necesarios de resistencia y capacidad pueden deducirse de las expresiones de la tabla 1.

Para un factor de seguridad igual a 2 y una corriente de magnetización de 6 A, la tabla indica:

$$C = 225\,\frac{I_{mag}\, n^2}{V_{L1}} = \frac{225 \times 6 \times (440/7400)^2}{440},$$

$$= 0{,}01\ \mu\text{F}$$

y

$$R = \frac{200}{C} = \frac{200}{0{,}01}$$

$$= 20\ \text{k}\Omega.$$

El condensador ha de tener una tensión eficaz de 7,4 kV, por lo menos, y el resistor tiene que disipar una potencia de 11 W como mínimo.

Si se conectan las redes de supresión entre extremos del primario en vez del secundario, los valores requeridos son:

$$C = 2{,}7\ \mu\text{F},\ 440\ \text{V},$$

$$R = 55\ \Omega,\quad 8\ \text{W}.$$

TABLA 3. Valores límites I^2t de los bloques de alta tensión.

tipo	I^2t (A^2s)
OSS9110	50
OSS9210	620
OSS9310	200
OSS9410	3200
OSM9510	6

Selección de un bloque para sustituir a una válvula rectificadora

Pueden utilizarse bloques rectificadores de silicio para sustituir válvulas rectificadoras de gas. Para ello pueden suministrarse montados sobre bases normalizadas. No obstante, no es posible dar una simple relación de sustituciones, pues las características de los rectificadores de silicio y de las válvulas son diferentes. Es necesario, pues, considerar cada aplicación por separado. A fin de dar una norma del proceso que se debe seguir, consideraremos un ejemplo.

Supongamos que el transformador de alimentación da la tensión y corriente necesarias y que la sustitución de las válvulas por semiconductores no afectará materialmente la salida de corriente continua. Las características del transformador serán conocidas; para un circuito del tipo representado en la figura 2, los valores típicos son:

potencia nominal del transformador	25 kVA
tensión primaria entre fases, V_{L1}	440 V
tensión secundaria entre fases, V_{L2}	12 kV
VA de magnetización	2 kVA
impedancia proporcional, Z_{pc}	5 %

Al elegir un bloque rectificador, debemos asegurarnos de que es capaz de satisfacer las condiciones de corriente transitoria.

Límites de corriente

Por la potencia del transformador y la tensión secundaria entre fases, la corriente secundaria por fase es:

$$I_{L2} = \frac{VA}{\sqrt{3}.\,V_{L2}} = \frac{25 \times 10^3}{\sqrt{3}.\,12 \times 10^3} = 1{,}2 \text{ A}$$

y según la figura 2, la corriente continua vale:

$$I_{L2} = 0{,}816\, I_{cc} \;,$$

$$I_{cc} = \frac{1{,}2}{0{,}816} = 1{,}5 \text{ A.}$$

Cuando los diodos conducen, la corriente en cada brazo del puente es:

$$I_D = \frac{I_{cc}}{3} \;,$$

lo que define el límite de corriente media directa, $I_{F(AV)}$, del bloque:

$$I_{F(AV)} = \frac{1{,}5}{3} = 0{,}5 \text{ A.}$$

El valor de pico de la corriente de cortocircuito permanente es:

$$I_{sc(M)} = \frac{\sqrt{2}.\,VA_{sc_t}}{\sqrt{3}.\,V_{L2}} = \frac{\sqrt{2}.\,(25 \times 10^3/0{,}05)}{\sqrt{3}.\,12 \times 10^3}$$

$$= 34 \text{ A.}$$

Si se supone que el disyuntor aisla el bloque dentro del primer ciclo después de producirse la avería, el valor de pico de la corriente de avería es:

$$I_{\text{avería}} = 1{,}6 \times I_{sc(M)} = 54 \text{ A,}$$

que es el mínimo pico de corriente transitoria admisible en el bloque para 20 ms, o un ciclo. Si el límite de corriente transitoria del bloque está expresado en valor eficaz, el límite mínimo admisible será:

$$I_{\text{avería (ef)}} = 38 \text{ A.}$$

Límite de tensión

El valor de cresta de la tensión de trabajo del bloque debe ser mayor que el valor de pico de la tensión secundaria por fase, es decir:

$$V_{RWM}\text{mín} = \sqrt{2}.12 = 17 \text{ kV.}$$

Admitiendo un factor de seguridad igual a 2, resulta:

$$V_{(BR)R}\text{mín} = 2 \times 17 = 34 \text{ kV.}$$

Resumen de valores límite

Los valores límite del bloque requerido para sustituir las válvulas rectificadoras son, pues:

límite de corriente transitoria eficaz	> 38 A, 20 ms.
$I_{F(AV)}$	> 0,5 A,
$V_{(BR)R}$ mín	> 34 kV,
V_{RWM}	> 17 kV.

La condición de corriente transitoria la cumple la serie OSS9110, que, con un valor límite $I_{F(AV)}$ de 3,5 A, satisface también la condición de corriente media. Así, pues, el bloque de sustitución de las válvulas rectificadoras en esta instalación es el OSS9110-28. Se requieren seis de ellos, uno por cada válvula a sustituir.

Redes de supresión

La resistencia y capacidad de las redes de supresión pueden calcularse, como antes, a partir de la corriente de magnetización y de la tensión del primario del transformador. La corriente de magnetización es:

$$I_{mag} = \frac{VA_{mag}}{\sqrt{3}.V_{L1}} = 2{,}6 \text{ A.}$$

Si las redes de supresión están en el secundario, la capacidad indicada por la tabla 1 es:

$$C = \frac{225 \times 2{,}6\,(440/12000)^2}{440} = 0{,}0018\,\mu\text{F};$$

y la resistencia:

$$R = \frac{200}{C} = 111\ k\Omega.$$

El condensador debe tener una tensión eficaz de 12 kV por lo menos, y la potencia del resistor debe ser de 5 W como mínimo.

Si las redes se conectan en el primario, los valores requeridos serán:

$$C = 1{,}2\ \mu F,\ \text{tensión } 440\ V,$$

$$R = 126\ \Omega,\ \text{potencia } 3{,}5\ W.$$

Aplicaciones.

Las principales aplicaciones de los bloques rectificadores de alta tensión son las fuentes de alimentación de equipos de calentamiento por radiofrecuencia y las emisoras de radio y de televisión. Las condiciones que requieren las fuentes de alimentación de los equipos de calentamiento y de los transmisores son diferentes y estas diferencias afectan a los valores límite que determinan la selección del bloque adecuado en cada caso. Si se eligen convenientemente estos valores límites, el bloque proporcionará un servicio satisfactorio.

La experiencia ha demostrado que los bloques rectificadores de silicio no sólo trabajan satisfactoriamente en aplicaciones en las que antes se utilizaban rectificadores de vapor de mercurio, sino que además ofrecen ventajas sobre éstos. Puesto que no tienen filamento calefactor, no necesitan un transformador de filamentos de elevado aislamiento. Y dado que no existe tiempo de precalentamiento, la instalación se encuentra instantáneamente a punto de trabajar. Además, los bloques pueden trabajar satisfactoriamente a temperaturas ambiente más altas que las admisibles con válvulas rectificadoras.

CONVERTIDOR DE C.C. EN C.C. ESTABILIZADO DE 50 VATIOS

Comúnmente los transmisores móviles se alimentan con un convertidor de c.c. en c.c. de salida estabilizada. Para potencias de transmisión elevadas, se ha diseñado un convertidor de 50 W que emplea el transistor BDY92, apropiado para conmutación de potencia rápida. Proporciona una tensión de salida estabilizada de 28 V para tensiones de entrada de 11 V a 16,6 V, y corrientes de 0 a 2,2 A. Se aplica el principio del choque por oscilación transitoria, puesto que la estabilización en esta clase de convertidor es superior a la del convertidor en contrafase. La frecuencia de trabajo es de unos 30 kilohertzios.

Introducción

La figura 1 representa el circuito básico. El transistor de conmutación conduce y deja de conducir, alternativamente, debido a una onda de tensión cuadrada aplicada a su base. Mientras conduce, una corriente que aumenta exponencialmente pasa a través de la inductancia L. Sin embargo, puede admitirse que el aumento de corriente es lineal debido a la brevedad del período de conducción del transistor y al bajo valor de la resistencia serie de L (necesaria para minimizar las pérdidas). Para una corriente I, al final del período de conducción, la energía que se almacena entonces en la inductancia es igual a $1/2\,LI^2$.

Si el transistor está bloqueado, la tensión en el punto A aumenta rápidamente hasta que el diodo comienza a conducir, tras de lo cual la energía almacenada en L se transfiere al condensador auxiliar C y se disipa gradualmente en la resistencia de carga R_O. Para un valor elevado de C y bajo de I_O, puede admitirse que la tensión V_O a través de C sea constante. La tensión en el punto A es alternativamente igual a cero y a V_O (prescindiendo de la tensión de codo del transistor y de la caída de tensión directa de D). Su valor medio es V_{in}, puesto que no existe resistencia c.c. entre el punto A y el terminal de entrada. Esto significa que una excitación de base del transistor con onda cuadrada simétrica necesita que V_O sea el doble que V_{in}.

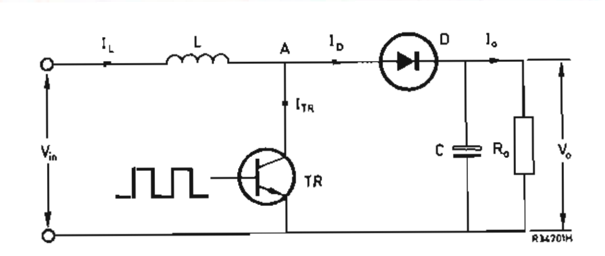


Fig. 1. Circuito básico de un convertidor de c.c. en c.c.

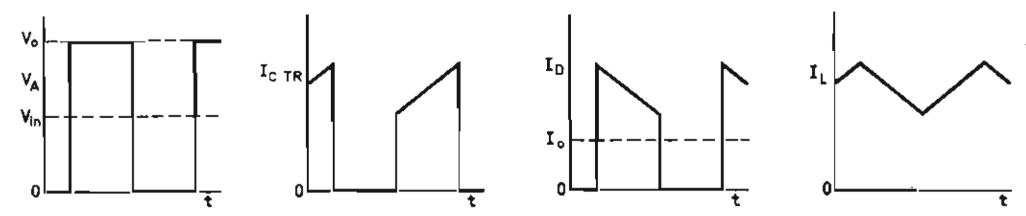


Fig. 2. Formas de onda obtenidas con el circuito representado en la fig. 1.

La figura 2 muestra algunas de las formas de onda que se presentan en el circuito representado en la figura 1.

Para una forma de onda cuadrada no simétrica de excitación de la base de *TR*, la relación V_O/V_{in} no es igual a 2. Por consiguiente, V_O puede mantenerse constante para una variación de V_{in} mediante una variación adecuada de la relación conducción/bloqueo de *TR*. Esto se muestra en la figura 3.

La figura 4 representa el circuito autooscilante capaz de generar la onda cuadrada de excitación de base. El funcionamiento es el siguiente: tan pronto como se conecta el circuito a la alimentación de c.c. (V_{in}), pasa una corriente constante (regulable con *R*1) a través de *TR*1 hacia la base de *TR*2, lo cual hace que este transistor conduzca. Por consiguiente, V_A se reduce a la tensión de codo de *TR*2 y una corriente en aumento circula a través del primario del transformador *T* (*L* en la fig. 1). La tensión que se inducirá así en el secundario tendrá una polaridad tal que el condensador *C*1 se cargará negativamente, de modo que temporalmente aumentará la corriente que pasa a la base de *TR*2.

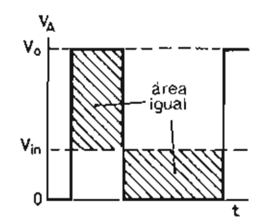
Al cabo de cierto tiempo, la corriente de colector de *TR*2 aumentará hasta un valor tal que la corriente de base ya no podrá mantener a *TR*2 en estado de saturación. Entonces la corriente de colector tenderá a mantenerse constante, de modo que la tensión del secundario de *T* disminuirá a cero. La tensión V_{C1} bloqueará *TR*2 y V_A aumenta a V_O. Por consiguiente, la corriente a través de *T*, disminuirá, de modo que la tensión del secundario invertirá su polaridad y la tensión en la base de *TR*2 se hará más negativa que V_{C1}.

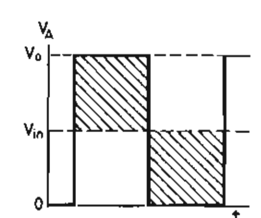
Durante el bloqueo de *TR*2, la corriente constante que pasa a través de *TR*1 carga *C*1 a una tensión positiva. Tan pronto como dicha tensión sobrepasa la tensión negativa a través del secundario de *T* (hasta el punto de que *TR*2 comienza a conducir), V_A se reduce de nuevo hasta cero aproximadamente. La tensión a través del secundario de *T* se invierte ahora, de modo que *C*1 se descarga rápidamente a través de la base de *TR*2, acelerando así la conmutación de *TR*2.

La relacion entre conducción y bloqueo de *TR*2 se puede variar ajustando *R*1, resistor que varía la corriente constante que atraviesa *TR*1. Una corriente más elevada implica un período de conducción de *TR*2 más largo (el estado de saturación de *TR*2 se prolonga) y un período de bloqueo más corto (*C*1 se carga más rápidamente). Esto significa que una variación de la relación entre conducción y bloqueo difícilmente produce una variación de la frecuencia de conmutación.

La figura 5 muestra algunas de las formas de onda que se obtienen con el circuito representado en la figura 4.

La figura 6 muestra la influencia del resistor *R*2 (fig. 4), el cual se emplea para limitar la corriente de base de pico de *TR*2 a un valor seguro y para amortiguar oscilaciones originadas por la inductancia parásita del secundario de *T*. Un valor demasiado pequeño de *R*2 ocasiona





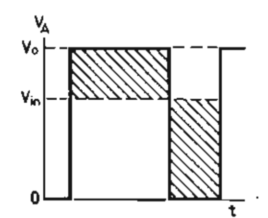


Fig. 3. Formas de onda que muestran cómo V_O puede mantenerse constante para una V_i variable si se cambia la relación conducción-bloqueo de *TR*.

un rebasamiento de los flancos de arrastre de la corriente de pico de base, de modo que *TR*2 puede incluso dejar de estar saturado (fig. 6a). Un valor demasiado alto de *R*2, en cambio, prolongará el tiempo de cebado de *TR*2, lo cual dará por resultado una disipación excesiva y puede originar la caída de I_B a un valor demasiado bajo al terminar el tiempo de desbloqueo (fig. 6c). En este circuito, el valor de 3,3 ohmios proporciona el mejor resultado (fig. 6b).

El principal inconveniente del circuito representado en la figura 4 es la mayor disipación en *TR*2 (unos 0,05 P_O para tensión de entrada nominal a 0,1 P_O para mínima tensión de entrada) junto con una elevada corriente inversa de pico del diodo. Esto se explica del siguiente modo.

Tan pronto como se aplica un impulso positivo a la base de *TR*2, la corriente que atraviesa *D* y la tensión (29,4 V) en el punto *A* caen a cero. Primeramente, sin embargo, la carga almacenada junto a la unión del diodo ha de desaparecer por recombinación y difusión de los portadores. Por consiguiente, durante un tiempo muy corto (t_1) la corriente del diodo se invierte bajo la influencia de la tensión externa. Debido a ello, durante t_1, el transitorio de corriente inversa y la corriente que circula a través del primario de *T* fluirán a través de *TR*2. La elevada corriente de colector prolongará el tiempo de cebado de *TR*2 y ocasionará, por breves momentos, junto con la elevada tensión de colector, una disipación muy elevada de *TR*2.

Puede conseguirse una mejora si se conecta *D* con una toma intermedia (*B*) del primario del transformador (véase fig. 7). Si se hace así, el circuito equivalente del transformador presentará cierta inductancia de fuga entre los puntos *B* y *D*. Esa inductancia de fuga hace que el cambio de la corriente directa del diodo sea más lento y, por tanto, disminuya la carga que se ha de recuperar. Se obtendrá un transitorio de corriente más pequeño y su valor de pico se reduce, además, por efecto de dicha inductancia de fuga. Por tanto, V_A caerá más rápidamente que en el primer caso. La corriente inversa más baja provoca un tiempo de cebado más corto de *TR*2, durante el cual la corriente del primario del transformador cae (el número de espiras aumenta y así disminuye la corriente). La disipación del transistor será, pues, mucho menor.

Para obtener la misma tensión de salida, la tensión de colector de *TR*2 durante el bloqueo ha de ser mayor que la del circuito representado en la figura 4. Esto significa que el período de bloqueo sea más breve. Puesto que la corriente de colector de *TR*2 será menor, el rendimiento del convertidor resulta mejorado debido a que la tensión de codo de *TR*2 es más baja y el transistor funciona en una región en la cual h_{FE} es mayor.

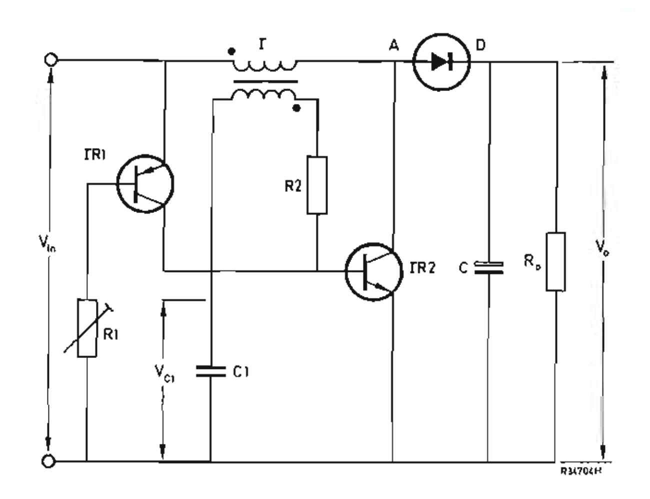


Fig. 4. Circuito autooscilante de un convertidor de c.c. en c.c.

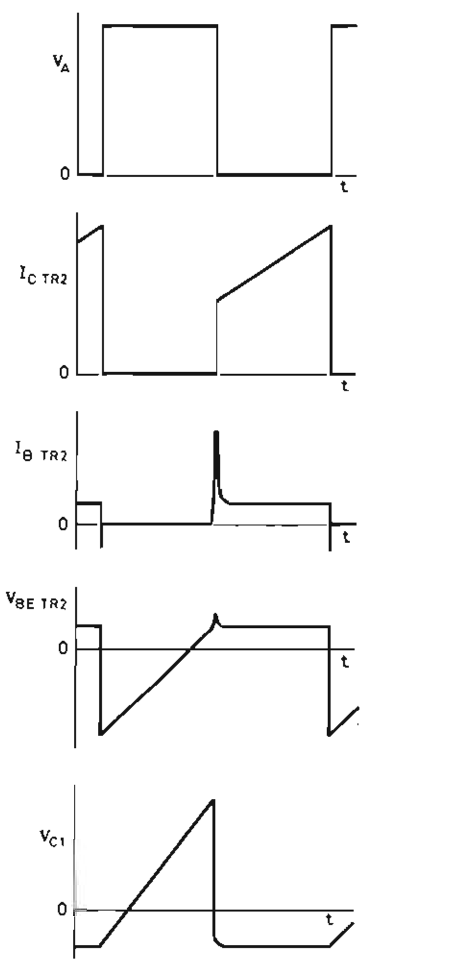


Fig. 5. Formas de onda obtenidas con el circuito representado en la fig. 4.

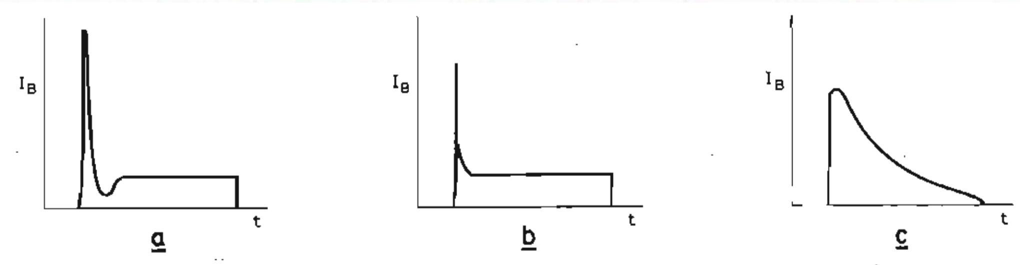


Fig. 6. Influencia del resistor $R2$ en el circuito representado en la fig. 4. El valor de $R2$ es demasiado pequeño en *a*, correcto en *b* y demasiado grande en *c*.

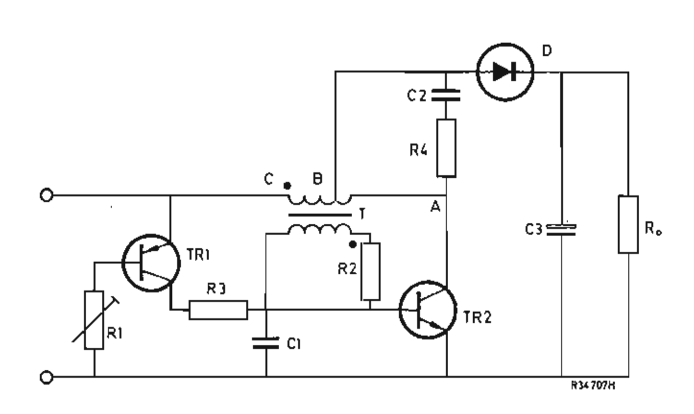


Fig. 7. Circuito de un convertidor autooscilante de c.c. en el cual el diodo está conectado a una toma intermedia del primario del transformador para reducir la disipación en *TR* 2.

Por otra parte, la corriente de pico que atraviesa *D* aumenta a 9 A en las peores condiciones. Así, el condensador auxiliar *C*3 ha de ser de poliéster metalizado, ya que un condensador electrolítico de igual valor tiene una resistencia en serie demasiado elevada. No se puede emplear en su lugar un condensador electrolítico de valor mayor, puesto que impediría el arranque del convertidor.

La red de amortiguamiento *R*4 *C*2 se emplea para reducir los picos transitorios de la tensión de colector, los cuales, de lo contrario, podrían dañar el transistor. Estos picos están originados por fenómenos de oscilación transitoria debidos a la inductancia parasitaria del transformador.

La figura 8 muestra algunas formas de onda obtenidas del circuito de la figura 7.

2. Circuito práctico

La figura 9 representa el circuito completo de un convertidor de c.c. en c.c. de 50 W. En dicho circuito, *R*1, *R*3 y *TR*1 de la figura 7 se sustituyen por una red de ali-

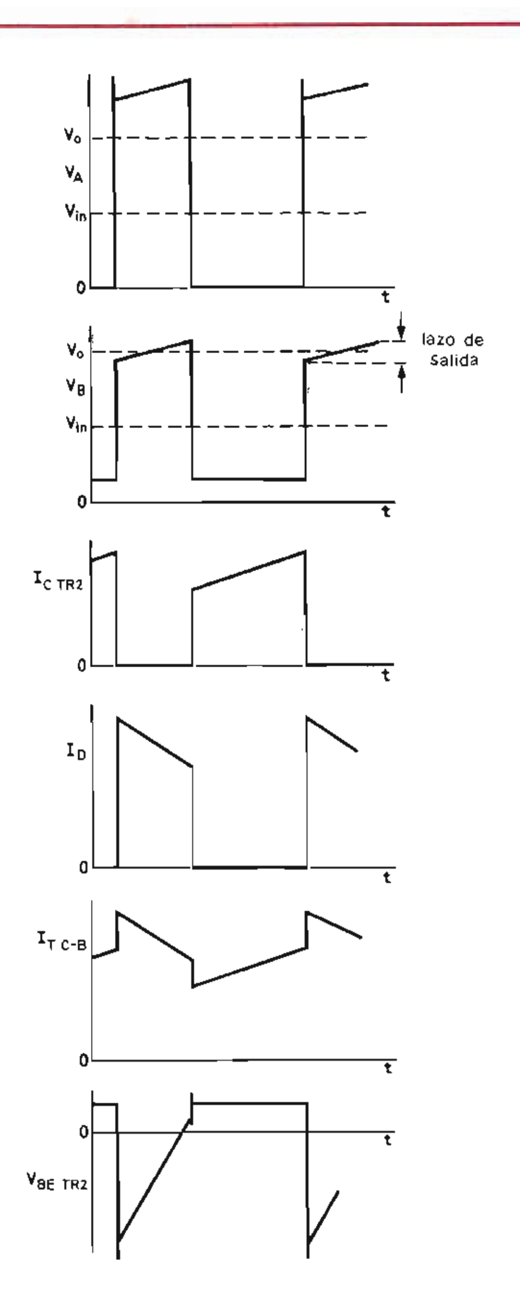


Fig. 8. Formas de onda en el circuito representado en la fig. 7.

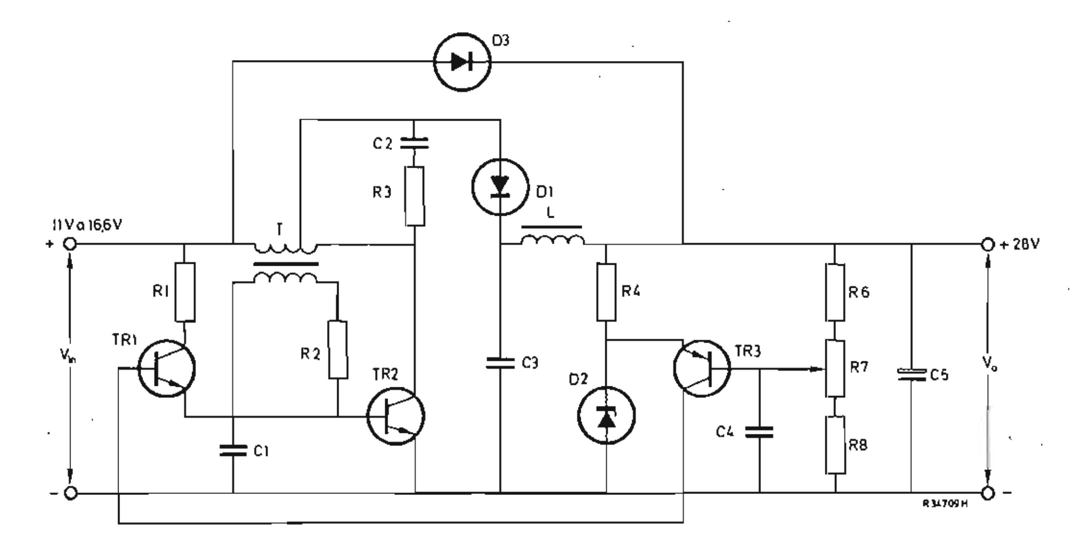


Fig. 9. Circuito completo de un convertidor de c.c. en c.c. de 50 W.

Resistores

$R1$ = 47 Ω, 2 W
$R2$ = 3,3 Ω, 0,25 W*
$R3$ = 1,8 Ω, 0,5 W*
$R4$ = 1,8 kΩ, 0,5 W
$R6$ = 4,7 kΩ, 0,25 W
$R7$ = 2,2 kΩ, potenciómetro
$R8$ = 1,2 kΩ, 0,25 W

Condensadores

$C1$ = 270 nF
$C2$ = 180 nF
$C3$ = 2 x 6,8 μF, 100 V poliéster
$C4$ = 1 μF
$C5$ = 1 mF, 40 V

Transistores

$TR1$ = BFY52
$TR2$ = BDY92
$TR3$ = BCY70

Diodos

$D1$ = BYX50 – 200
$D2$ = BZX79 – C6V2
$D3$ = BY126

Transformador:

núcleo envolvente $P30/19$, ferroxcube 3D3, a = 89,2 μ_e = 33, número de catálogo 4322 022 10430.
Formita: número de catálogo 4322 021 30360.
Primario: 40 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1,1 mm; toma intermedia a 30 espiras del terminal de entrada.
Secundario: 8 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,40 mm.

Bobina:

L = 0,55 mH, 56 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,55 mm.
Núcleo envolvente $P22/13$, ferroxcube 3H1, a = 76,2 μ_e = 68, número de catálogo 4322 022 06250.
Formita: número de catálogo 4322 021 30300.

*No se puede emplear resistor de alambre devanado.

mentación para que la tensión de salida se mantenga constante. La tensión de salida se puede ajustar por medio de $R7$. Una buena atenuación del rizado de salida se consigue mediante $C3$, L, $C5$.

El transistor $TR1$ se emplea como seguidor de emisor a fin de reducir la corriente que ha de ser entregada por la red de realimentación. Una vez conectado el convertidor, $TR1$ se saturará mientras V_O no haya alcanzado su valor final. Para limitar la corriente de base y, por tanto, la corriente de colector de $TR2$ durante este período, ha de emplearse el resistor $R1$. La ganancia de lazo del circuito de realimentación se reduce por medio de $C4$, para asegurar una variación aperiódica de V_O. El diodo $D3$ garantiza que el convertidor se ponga en marcha en cualesquiera condiciones.

2.1 Diseño del transformador

La carga nominal del convertidor es de 50 W (para 28 V). En el supuesto de una tensión de entrada de 13,8 V y un rendimiento del 85 %, la corriente de entrada será de 4,26 A. La corriente que atraviesa $TR1$ es de unos 100 mA, lo cual permite que una corriente media de

4,16 A fluya a través del primario del transformador.

La frecuencia de oscilación se elige de 25 kHz, de modo que un período dure 40 microsegundos. Los cálculos se han simplificado suponiendo que el diodo se ha de conectar con el extremo de la bobina, como se representa en la figura 4. Si $TR2$ conduce, la tensión a través de la bobina será $V_{in} - V_{CE\ sat} = 13{,}8\ V - 0{,}5\ V = 13{,}3\ V$. Si conduce $D1$, la tensión en la bobina será $V_O + V_D - V_{in} = 28\ V + 1{,}4\ V - 13{,}8\ V = 15{,}6\ V$. Por consiguiente, el período de conducción de $TR2$ será de 15,6 x x 40/28,9 = 21,6 microsegundos y el período de conducción de $D1$ será de 18,4 microsegundos.

Para la variación de la corriente de pico a pico que atraviesa la bobina se ha elegido un valor de 1,6 A. Un valor menor exigiría un valor de inductancia mayor (aumento de pérdidas por resistencia de la bobina y un transformador más caro) y, por el contrario, un valor mayor produciría corrientes de pico de transistor más elevadas (aumento de pérdidas de bloqueo y corriente de base más alta). La inductancia del primario del transformador, por tanto, vendrá dada por

$$Lp = V_{in} \frac{\Delta t}{\Delta I} = 13{,}3 \times \frac{21{,}6 \times 10^{-6}}{1{,}6} = 180\ \mu H.$$

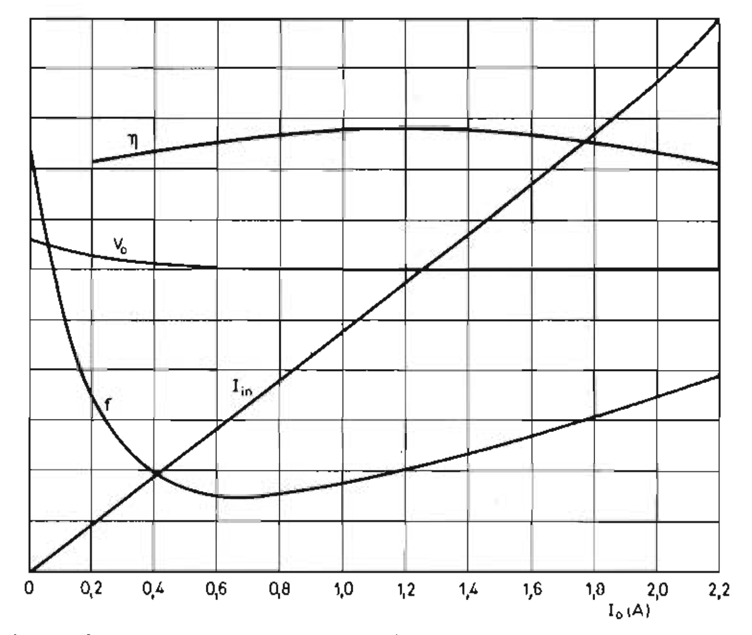
El tamaño del núcleo y el entrehierro se hallan experimentalmente. Un núcleo envolvente P30/19 de ferroxcube 3D3 con una permeabilidad eficaz de 33 ha dado excelentes resultados (número de catálogo 4322 022 10430). Para este núcleo envolvente, el factor de espiras $\alpha = 89{,}2$, la longitud eficaz del circuito magnético $l_e = 4{,}52$ cm y la superficie de ventana de un núcleo de una sección (número de catálogo 4322 021 30360) es de 55 mm^2.

El número necesario de espiras es $N = \alpha \sqrt{L}$ (L en mH). Por tanto $N = 89{,}2\ \sqrt{0{,}18} = 38$ espiras. La corriente de pico en el peor de los casos I_M es de unos 7 A, lo cual hace $B_{máx} = \mu_e\, NI_M / l_e = 33 \times 38 \times 7/4{,}52 = 1940$ Gs. Este valor es mucho menor que el capaz de saturar el material 3D3 (3500 Gs para 70°C y 4200 Gs para 25°C). Si se emplea hilo de cobre esmaltado de 1,1 mm de diámetro (≈ 54 m/Ω), se utilizan unos 50 mm^2 del área de la ventana. La longitud media de las espiras es de 6,2 cm, de modo que la resistencia (R_p) del primario es

$$R_p = \frac{38 \times 6{,}2}{5400} \approx 0{,}04\ \Omega.$$

Para una corriente media del primario de 5,5 A esta resistencia ocasionará una pérdida de potencia de 1,2 W, o un 2 % de la potencia de entrada, lo cual resulta un valor aceptable.

El transformador se ha adaptado al circuito de diodo con toma intermedia aumentando el número de espiras del primario a 40 y obteniendo una toma intermedia a



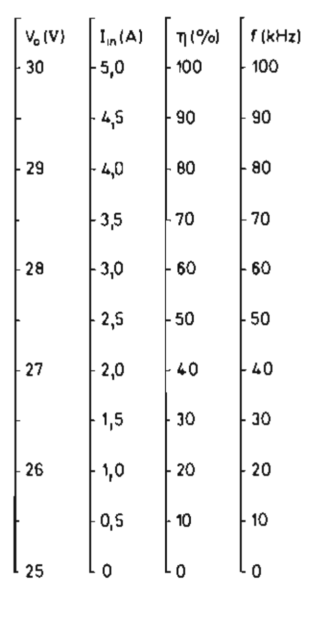


Fig. 10. Tensión de salida V_O, corriente entrada I_{in}, eficacia n y frecuencia f en función de la corriente de salida I_O. La tensión de entrada es de 13,8 V.

30 espiras del terminal de entrada. En este caso, la tensión máxima de colector de $TR2$ es de 35 V y la tensión de colector pico a pico es de unos 34 V. Se consiguen buenos tiempos de conmutación haciendo que el devanado secundario tenga el número mayor de espiras posible, sin sobrepasar la tensión de ruptura base-emisor de $TR2$. Dado que V_{EBO} es como máximo de 6 V y $V_{BE\ sat}$ puede ser menor que 1,2 V, la tensión de base pico a pico no puede exceder de unos 7 V. El secundario, por consiguiente, no puede exceder de 7 x 40/34 = 8,2 espiras. Un devanado de 8 espiras es el que se ha elegido.

El condensador $C1$ se ha calculado del siguiente modo.

Durante el bloqueo de $TR2$, la tensión en $C1$ ha de aumentar a 7 V antes de que $TR2$ se cebe de nuevo. En el circuito de diodo con toma intermedia el período de bloqueo dura unos 20 microsegundos. La corriente de carga es igual a la corriente de base de $TR2$ durante el cebado (100 mA) y se supone que es constante. Así pues, $C1 = \Delta Q/\Delta V = I\Delta t/\Delta V = 0{,}1 \times 20 \times 10^{-6}/7 =$ $= 0{,}28\ \mu F$.

2.2 Medidas

La tabla siguiente muestra algunas características obtenidas a partir del circuito representado en la figura 9 para distintas tensiones de entrada y cargado con una resistencia de 15,6 Ω ($P_O \approx 50$ W para $V_O = 28$ V).

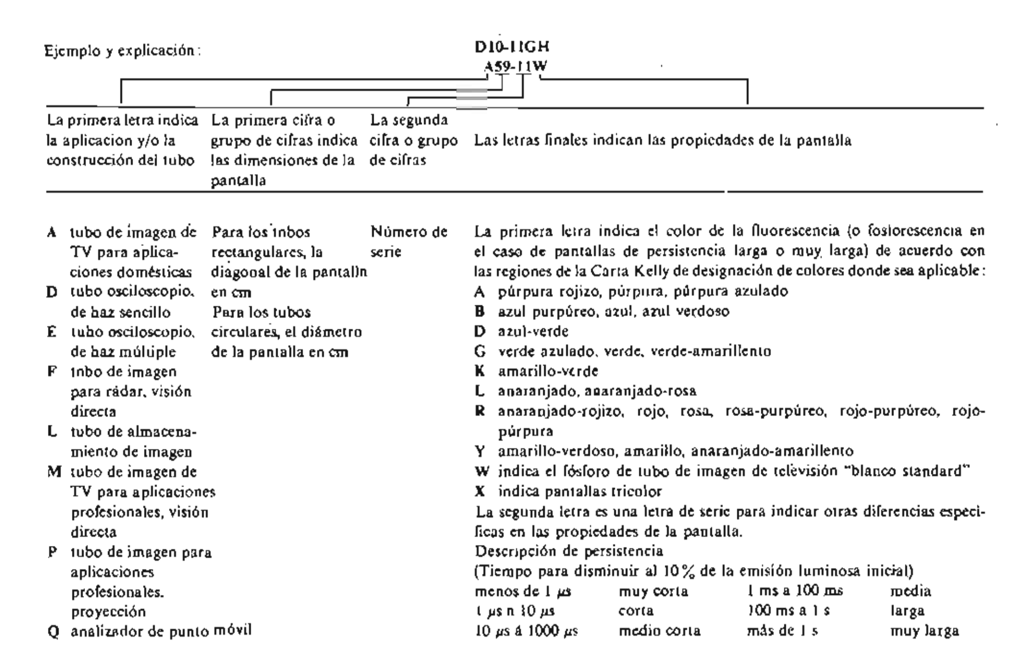
$V_{in}(V)$	$V_O(V)$	$I_{in}(A)$	$\eta(\%)$	f(kHz)
11	27,95	5,8	79,0	30,3
12,4	28,0	4,8	84,8	31,8
13,8	28,0	4,24	86,1	30,0
15,2	28,0	3,83	86,5	29,8
16,6	28,03	3,47	87,5	28,6

La figura 10 muestra algunas gráficas obtenidas es el supuesto de que el circuito representado en la figura 9 esté alimentado con una tensión de entrada constante de 13,8 V y entregue una corriente de carga variable. Incluso para una P_O de 61,6 W ($V_{in} = 13{,}8\ V$ e $I_O = 2{,}2\ A$), la tensión de ondulación de salida se mantiene inferior a 5 mV pico a pico. Además, la tensión de salida no presenta ninguna variación brusca si el convertidor se conecta o la corriente de carga se reduce bruscamente a cero. Si se incorpora un fusible de 8 A en la entrada de corriente continua el convertidor está protegido contra cortocircuitos.

CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Este código de designación de tipos se refiere a los tubos de rayos catódicos para todas las aplicaciones, tales como: tubos de imagen para televisión y rádar, tubos osciloscópicos, tubos de monitor y visores.

La designación de tipo consta de: UNA LETRA SEGUIDA DE DOS GRUPOS DE CIFRAS UNIDOS POR GUIÓN Y UNA O DOS LETRAS



Ejemplo y explicación: D10-11GH A59-11W

La primera letra indica la aplicacion y/o la construcción del tubo	La primera cifra o grupo de cifras indica las dimensiones de la pantalla	La segunda cifra o grupo de cifras	Las letras finales indican las propiedades de la pantalla
A tubo de imagen de TV para aplicaciones domésticas D tubo osciloscopio, de haz sencillo E tubo osciloscopio, de haz múltiple F tubo de imagen para rádar, visión directa L tubo de almacenamiento de imagen M tubo de imagen de TV para aplicaciones profesionales, visión directa P tubo de imagen para aplicaciones profesionales, proyección Q analizador de punto móvil	Para los tubos rectangulares, la diagonal de la pantalla en cm Para los tubos circulares, el diámetro de la pantalla en cm	Número de serie	La primera letra indica el color de la fluorescencia (o fosforescencia en el caso de pantallas de persistencia larga o muy larga) de acuerdo con las regiones de la Carta Kelly de designación de colores donde sea aplicable: A púrpura rojizo, púrpura, púrpura azulado B azul purpúreo, azul, azul verdoso D azul-verde G verde azulado, verde, verde-amarillento K amarillo-verde L anaranjado, anaranjado-rosa R anaranjado-rojizo, rojo, rosa, rosa-purpúreo, rojo-purpúreo, rojo-púrpura Y amarillo-verdoso, amarillo, anaranjado-amarillento W indica el fósforo de tubo de imagen de televisión "blanco standard" X indica pantallas tricolor La segunda letra es una letra de serie para indicar otras diferencias específicas en las propiedades de la pantalla. Descripción de persistencia (Tiempo para disminuir al 10% de la emisión luminosa inicial) menos de 1 μs — muy corta; 1 μs a 10 μs — corta; 10 μs a 1000 μs — medio corta; 1 ms a 100 ms — media; 100 ms a 1 s — larga; más de 1 s — muy larga

GRUPOS DE LETRAS ASIGNADOS A LOS FOSFOROS EXISTENTES

Denominación		*Número E.I.A.*	*Color*		*Persistencia (10%)*
Nueva	*Antigua*		*Fluorescencia*	*Fosforescencia*	
BA	C		Azul purpúreo		Muy corta
BC	V		Azul purpúreo		
BD	A		Azul		Muy corta
BE	B	P11	Azul	Azul	Medio corta
BF	U		Azul		Medio corta
GB	M	P32	Azul purpúreo	Verde amarillento	Larga
GE	K	P24	Verde	Verde	Corta
GH	H	P31	Verde	Verde	Medio corta
GJ	G	P1	Verde amarillento	Verde amarillento	Media
GK	G[1])		Verde amarillento	Verde amarillento	Media
GL	N	P2	Verde amarillento	Verde amarillento	Medio corta
GM	P	P7	Azul purpúreo	Verde amarillento	Larga
GN	J		Azul	Verde	Medio corta
GP		P2	Verde azulado	Verde	Medio corta
GR		P39	Verde	Verde	Larga
GU			Blanco	Blanco	Muy corta
LA	D		Anaranjado	Anaranjado	Media
LB	E		Anaranjado	Anaranjado	Larga
LC	F		Anaranjado	Anaranjado	Muy larga
LD	L	P33	Anaranjado	Anaranjado	Muy larga
W	W	P4	Blanco para tubos de imagen de TV		
X	X	P22	Tricolores para tubos de imagen de TV		
YA	Y		Anaranjado/amarillento	Anaranjado/amarillento	Media

[1]) Usado para TV en color.

TUBOS DE RAYOS CATODICOS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras (por ejemplo: DG13-2, MW31-16).

Primera letra: indica el método de enfoque y desviación.
Segunda letra: indica las propiedades de la pantalla.
Primer grupo de cifras: indica las dimensiones de la pantalla.
Segundo grupo de cifras: indica un número de serie.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

Primera letra

A — Enfoque electrostático y desviación electromagnética.
D — Enfoque electrostático y desviación electrostática en dos direcciones.
M — Enfoque electromagnético y desviación electromagnética.

Segunda letra

Indica las propiedades del fósforo de la pantalla.

Primer grupo de cifras

Para los tubos circulares : diámetro de la pantalla en cm.
Para los tubos rectangulares: diagonal de la pantalla en cm.

Segundo grupo de cifras—

Número de serie.

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

REVISTA Miniwatt

Vol. 11-Núm. 8

SETIEMBRE 1972

25 Ptas.



DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 . Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS
AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Linear Integrated Circuits
General

Part 6 Digital integrated circuits
General

DTL	(FC family)	TTL	(GJ family)
DTL/HNIL	(FZ family)	CML	(GH family)
TTL	(FJ family)	MOS	(FD family)

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

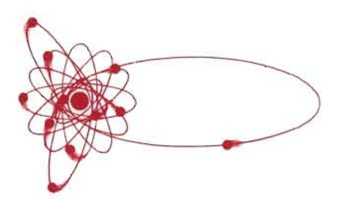
Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Circuitos bloque, unidades lógicas y dispositivos de entrada y salida para aplicaciones de instrumentación y control industrial.

ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 8 SETIEMBRE 1972

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	newton por metro cuadrado		N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	newton·segundo por metro cuadrado		$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

BLINDAJE Y DESMAGNETIZACION DE LOS TUBOS DE MASCARA PERFORADA

Los campos magnéticos exteriores (el terrestre o los generados localmente) causan errores en el punto de impacto del haz electrónico en los tubos de imagen de máscara perforada, con la consiguiente degradación de la pureza del color. Se requiere, por tanto, un blindaje magnético. Este blindaje y las partes ferromagnéticas del propio tubo deben ser eficazmente desmagnetizados. Para evitar la necesidad de llamar a un técnico cada vez que se modifica la posición del receptor, es aconsejable un sistema desmagnetizador automático incorporado al receptor. En este artículo se examina un sistema automático y se describe un circuito sencillo que utiliza un termistor PTC doble.

1. INTRODUCCION

El tubo de imagen para color de máscara perforada es sensible a los campos magnéticos exteriores, los cuales interfieren con los haces electrónicos y, por tanto, afectan al registro agujero-fósforo sobre la pantalla. Estos errores de impacto del haz, si son suficientemente grandes, degradan la pureza del color y la uniformidad del blanco. El campo exterior más importante es el campo magnético terrestre. Otros campos extraños pueden generarse por aparatos domésticos, juguetes electromagnéticos, o por el propio televisor.

Para un funcionamiento correcto el tubo ha de estar rodeado de un blindaje magnético. Más aún, este blindaje y cualquier parte ferromagnética del tubo deben desmagnetizarse adecuadamente y conservarse en ese estado.

El ambiente magnético de un receptor instalado se modifica al girar el receptor y orientarlo en direcciones diferentes, o si los generadores locales de campos magnéticos se desplazan a otras posiciones. Todos estos cambios pueden introducir nuevos errores que harán necesaria una nueva desmagnetización.

Para que el usuario pueda cambiar la posición del receptor, u otros aparatos, sin tener que recurrir a un servicio técnico, se ha de incorporar un sistema de desmagnetización en el propio aparato. Es preferible que sea un sistema automático, de modo que el usuario no tenga que hacer nada ni preocuparse del problema.

2. INFLUENCIA DE LOS CAMPOS MAGNETICOS

La influencia de los campos parásitos se comprende fácilmente si se observa que la trayectoria de los haces electrónicos no coincide con las trayectorias rectilíneas de los haces de luz utilizados en el proceso de deposición del fósforo durante la fabricación del tubo. Los haces electrónicos proceden ahora de puntos que no coinciden con los centros de desviación del tubo, definidos por las posiciones de las fuentes luminosas empleadas en el proceso óptico. Dicho de otro modo, el ángulo de incidencia de los haces electrónicos en la máscara perforada no es igual al ángulo que condiciona la pureza del color.

Puede corregirse el punto de impacto ajustando la corrección de pureza en la línea de montaje del receptor. Pero no es posible corregir grandes diferencias centro-borde en el punto de impacto del haz y por ello es necesario blindar magnéticamente el tubo de imagen para color.

Aunque una envoltura de material ferromagnético alrededor del tubo proporciona un blindaje eficaz con respecto a los campos perpendiculares al eje del tubo, es difícil blindarlo totalmente contra los campos paralelos al eje del tubo, ya que no es posible colocar una lámina metálica delante de la pantalla. Sin embargo, se consigue un efecto de blindaje notablemente mejorado con respecto a los campos magnéticos axiales utilizando una máscara perforada que sea de un material magnético blando.

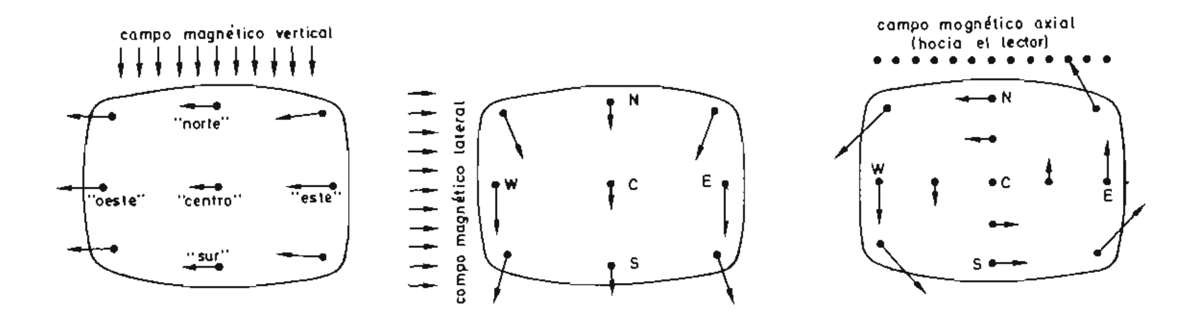


Fig. 1. Errores en el punto de impacto asociados con las tres componentes del campo magnético terrestre. (a) componente vertical, (b) componente lateral, (c) componente axial. Los *puntos cardinales* indicados se refieren sólo a la cara del tubo, no a su orientación.

2.1 Influencia del magnetismo terrestre

El magnetismo terrestre que actúa sobre el tubo de imagen puede dividirse en tres componentes, cuyas direcciones son perpendiculares entre sí. Las direcciones del campo pueden denominarse: vertical, lateral y axial. Los dos últimos campos se obtienen descomponiendo vectorialmente la componente horizontal en dos direcciones, perpendicular y paralela al eje del tubo.

La trayectoria de los electrones en el tubo de rayos catódicos experimenta la influencia de las componentes transversales del campo magnético, que actúan sobre el haz electrónico. En el tubo de máscara perforadá, esto origina una desviación del punto de impacto de los haces. Los errores de incidencia del haz de electrones depende de la dirección y sentido del campo magnético exterior que los produce. Puede comprobarse que:

a) Un campo magnético vertical, uniforme, provoca errores sobre todo laterales en el punto de impacto del haz, como se indica en la figura 1a. El valor y, en cierta medida, el sentido de estos errores varían en los distintos puntos de la cara del tubo y dependen principalmente de la geometría de éste.
b) Un campo magnético lateral uniforme produce errores verticales en el punto de impacto (fig. 1b); también aquí influye la geometría del tubo.
c) Un campo magnético axial, uniforme, produce errores en el punto de impacto de tipo rotacional (fig. 1c), cuyo valor depende esencialmente del ángulo de desviación del haz electrónico en el punto correspondiente de la cara del tubo.

La componente vertical del campo magnético terrestre causa errores en el punto de impacto cuyo sentido es siempre idéntico, pero cuyo valor depende de la situación geográfica del receptor. Los errores producidos por la componente horizontal varían tanto en valor como en sentido, en función de la situación geográfica y la orientación del receptor.

La influencia del campo magnético terrestre en la trayectoria de los haces electrónicos puede afectar el comportamiento de los tubos mal blindados de varias maneras:

1) *Desplazamiento de la trama*

El desplazamiento de la trama causado por la acción de las componentes vertical y lateral del campo magnético puede ser compensado con el dispositivo de centrado del receptor. Pero el desplazamiento rotacional de la trama causado por la componente axial del campo no puede ser corregido de modo sencillo.

2) *Errores en el punto de impacto*

Aunque puede aplicarse una corrección de pureza para corregir estos errores en el centro de la cara del tubo, el registro total queda afectado, de modo que grandes diferencias entre el centro y el borde en los errores del punto de impacto llevarán a una degradación de la pureza del color y de la uniformidad del blanco.

3) *Otros efectos*

La corrección de pureza aplicada es origen de nuevos problemas que pueden resumirse del siguiente modo.
a) El tamaño del diámetro del haz puede resultar ampliado, lo cual causa una reducción en la resolución del tubo.
b) Se produce un desplazamiento adicional de la trama (en el mismo sentido que el considerado en 1). Por tanto, se requerirá una mayor capacidad de centrado en el receptor.

c) La posición de los haces electrónicos en el campo del yugo de desviación puede salir fuera de la zona normal, afectando así a la convergencia y a las características de distorsión en cojín del tubo.

Las dificultades mencionadas confirman que, para un óptimo comportamiento del tubo de imagen rectangular, la cantidad de error producida por los campos magnéticos exteriores debe mantenerse tan baja como sea posible. Esto puede lograrse aplicando un blindaje magnético adecuado en la forma que se describe más adelante.

3. PRINCIPIOS DEL BLINDAJE Y DE LA DESMAGNETIZACION

Con la ayuda de las figuras 2a y 2b, se describen a continuación los principios generales del blindaje magnético.

En la figura 2a se representa un cilindro de sección rectangular (de material ferromagnético) situado en un campo magnético uniforme (líneas continuas). La parte interior de este cilindro ha de estar blindada con relación al campo magnético.

El campo magnético exterior actúa como un campo de imantación que re-alínea los dominios magnéticos del cilindro de blindaje de tal forma que dentro de la zona blindada se induce un campo magnético opuesto al campo de imantación original (líneas a trazos). Si el campo magnético exterior y el campo opuesto son iguales dentro del cilindro, se obtiene un blindaje completo, como se ilustra en la figura 2b.

En la práctica, esto será así si se utilizan materiales magnéticos de alta permeabilidad. No obstante, estos materiales no pueden emplearse económicamente en los tubos de imagen de color.

Una solución práctica consiste en aplicar un blindaje de acero laminado en frío (material magnético blando de baja permeabilidad) combinado con una operación de desmagnetización. Normalmente el efecto de blindaje del acero es pobre, pues sólo una pequeña parte de los dominios magnéticos se orienta por efecto del campo magnetizante exterior. Por tanto, la intensidad del campo oponente será sustancialmente menor que la del campo magnetizante, de modo que este último no quedará anulado dentro del cilindro de blindaje. Una operación adicional de desmagnetización que aplique al blindaje un campo magnético inicialmente intenso y que disminuya gradualmente, orienta casi todos los dominios magnéticos del blindaje según el campo original. El fuerte campo oponente obtenido puede anular casi completamente el campo original en el interior del cilindro, con lo que se obtiene así un blindaje magnético eficaz.

La operación de desmagnetización es una aplicación práctica de las características ideales de magnetización del material magnético (fig. 3). La magnetización ideal corresponde a la magnetización B que queda después de

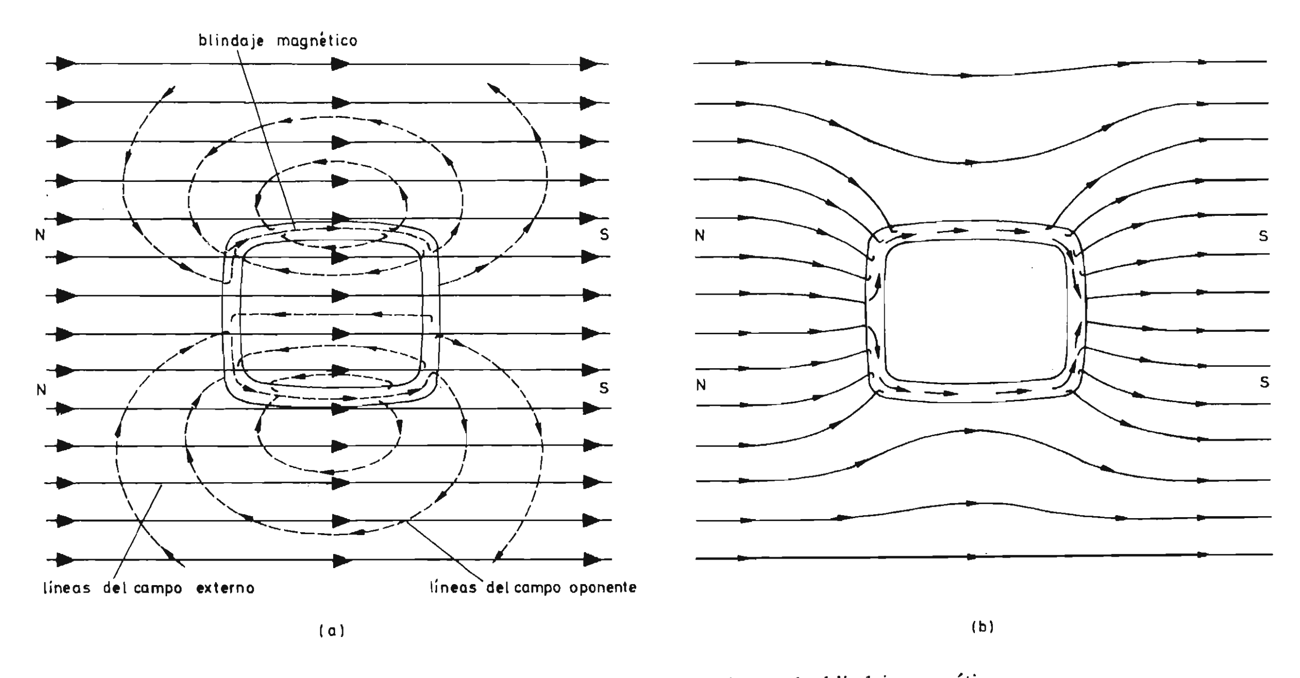


Fig. 2. (a) campo magnético oponente. (b) efecto resultante de blindaje magnético.

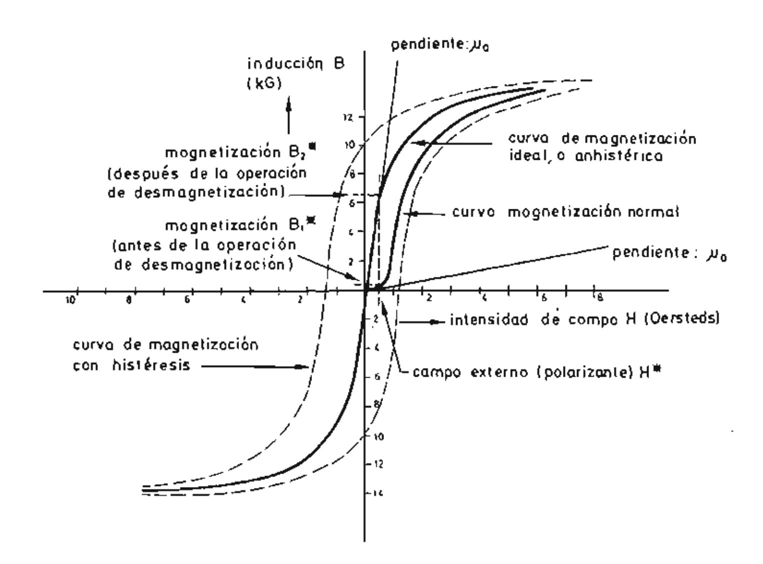


Fig. 3. Principio de la desmagnetización.

aplicar un campo constante de intensidad H^* sobreponiéndole un campo que varía continuamente de $+H_\Delta$ a $-H_\Delta$, suficientemente intenso para producir prácticamente la saturación en ambos sentidos, y reduciendo después la amplitud de H_Δ lentamente hasta cero (operación de desmagnetización). Con pequeños valores de la intensidad del campo magnetizante H^* (por ejemplo, el campo magnético terrestre), la magnetización $B_2{}^*$, como la obtenida en el cilindro de blindaje después de efectuar la operación de desmagnetización, es sustancialmente mayor que la magnetización $B_1{}^*$, que resulta si no se aplica la desmagnetización.

Después de la operación de desmagnetización, el campo oponente será mucho más intenso, lo que significa que se ha logrado un blindaje efectivo.

Puede efectuarse sucesivamente la desmagnetización para un cierto número de campos magnetizantes H^*. Los valores de $B_2{}^*$ correspondientes, representados en función de H^* darán la curva de magnetización ideal, la cual tendrá la forma característica representada en la figura 3. La *permeabilidad ideal* (relación entre $B_2{}^*$ así obtenida y la intensidad correspondiente del campo magnetizante H^*) tiene un máximo finito elevado (μ_0') para pequeños valores de la intensidad de campo magnetizante H^* ($H^* \approx 0$) que es aproximadamente igual al máximo valor de dB/dH del bucle de histéresis.

En esta aplicación, el método tiene un inconveniente, pues la condición favorable de blindaje magnético sólo se da si el campo magnetizante permanece constante.

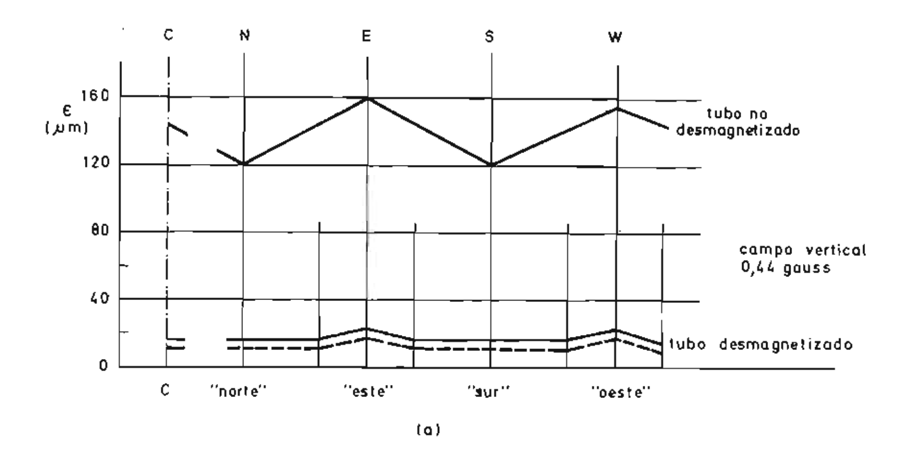
Esto puede verse en la figura 2a, si partiendo de la situación indicada se invierte el sentido del campo magnetizante exterior. El campo magnético oponente (líneas de puntos) prácticamente no varía, pues la magnetización $B_2{}^*$ cambia poco. Dentro del cilindro de blindaje las líneas de campo del (nuevo) campo magnetizante y las del campo oponente original tienen ahora el mismo sentido, lo que significa que en esta zona existe una intensidad de campo aproximadamente doble que la exterior. Por tanto será necesario volver a efectuar la operación de desmagnetización, cada vez que la posición del receptor varíe con respecto al campo magnético terrestre.

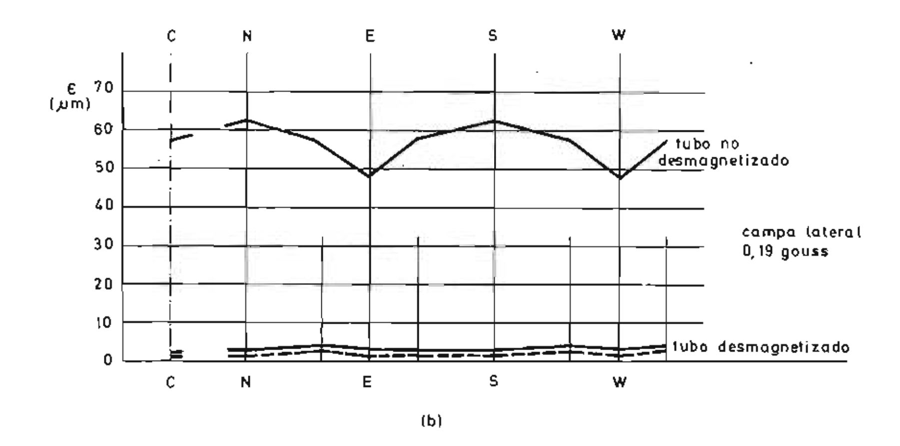
4. MEDIDA DE LOS ERRORES

Los errores en el punto de impacto del haz, en tubos blindados, pueden medirse por el desplazamiento del punto luminoso cuando se aplica un campo magnético exterior al tubo. Después de la operación de desmagnetización se repiten las mediciones. De esta forma se demuestra claramente la mejora en el efecto de blindaje, pues se aprecia una marcada reducción de error del punto de impacto.

Las figuras 4 y 5 ilustran estos fenómenos, indicando los errores en el punto de impacto de los actuales tubos blindados de imagen para color.

El valor del error se representa en función de la situación en la cara del tubo, de modo que, además del centro del tubo, se toma una serie de puntos a unos 10 mm del perímetro del tubo, como puntos de medida. Se re-





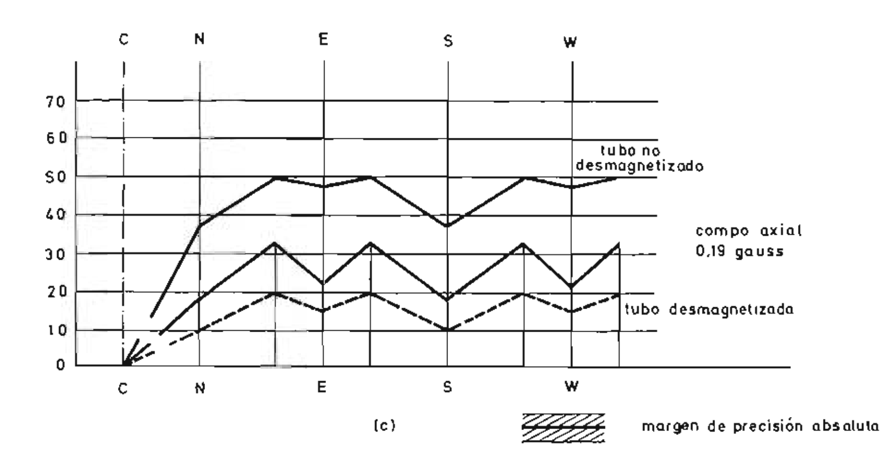
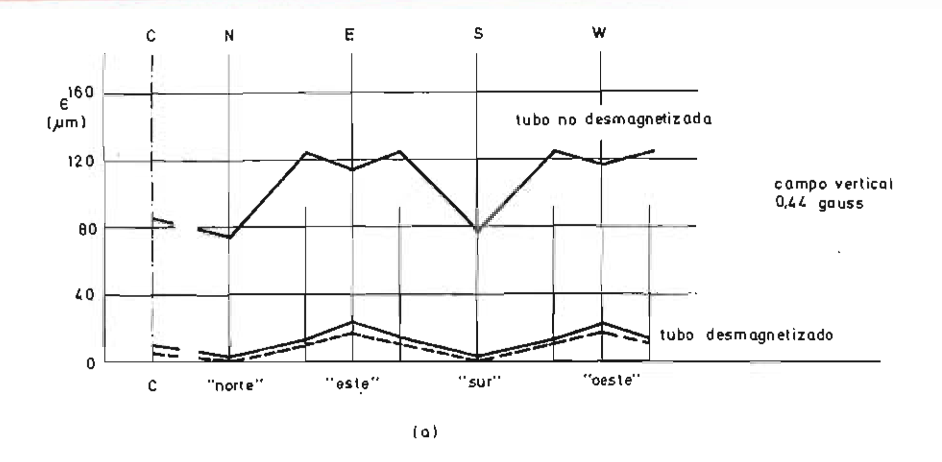
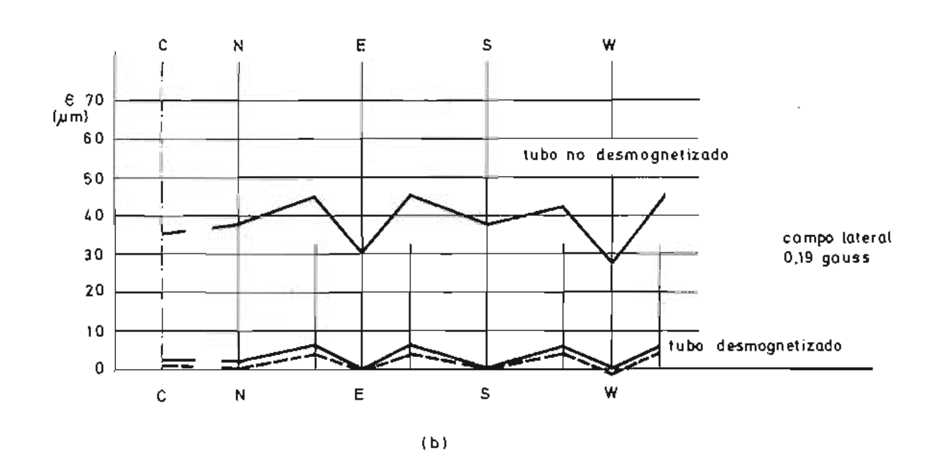


Fig. 4. Errores del punto de impacto ε observados en un tubo de máscara perforada A66-120X, de 26", 90º, con blindaje (líneas continuas) y en un tubo A56-120X, de 22", 90º, con blindaje (líneas a trazos). El entrehierro nominal entre el blindaje magnético externo y el anillo de refuerzo es de 5 mm (máximo 10 mm). (a) campo magnético vertical, (b) campo magnético lateral, (c) campo magnético axial.
Tubo de imagen de 26", 90°: separación de las tríadas de fósforos: 0,81 mm.
Pico de la fuerza magnetomotriz de desmagnetización, en cada bobina: 350 Av.
Tubo de imagen de 22", 90°: separación de las tríadas de fósforos: 0,68 mm.
Pico de la fuerza magnetomotriz de desmagnetización, en cada bobina: 300 Av.





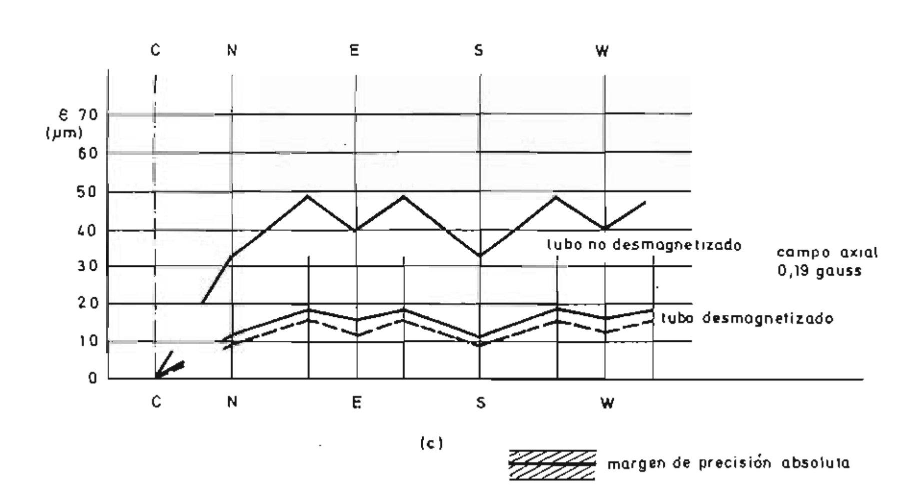


Fig. 5. Errores del punto de impacto ε observados en un tubo de máscara perforada A66-140X, de 26", 110°, (líneas continuas) y en un tubo A56-140X, de 22", 110° (líneas a trazos). (a) campo magnético vertical, (b) campo magnético lateral, (c) campo magnético axial.
Tubo de imagen de 26": separación de las tríadas de fósforos: 0,81 mm.
Pico de la fuerza magnetomotriz de desmagnetización, en cada bobina: 500 Av.
Tubo de imagen de 22", 110°: separación de las tríadas de fósforos: 0,81 mm.
Pico de la fuerza magnetomotriz de desmagnetización, en cada bobina: 450 Av.

presentan los resultados en función de las componentes vertical, lateral y axial del campo magnético. Las intensidades de los tres campos son los valores medios de las componentes magnéticas terrestres en Europa Occidental. Debido al carácter lineal de la curva de magnetización en las proximidades del punto $H = 0$, los errores indicados pueden transformarse en valores correspondientes a las componentes del campo magnético terrestre.

El valor y el sentido de los errores de impacto producidos en los diversos puntos de la cara del tubo pueden calcularse a partir de las figuras 4 y 5, añadiendo vectorialmente los errores causados por las componentes individuales del campo, de acuerdo con las figuras 1a, b y c.

La eficacia de la desmagnetización se demuestra por la gran reducción de los errores de impacto después de desmagnetizar el tubo.

5. BLINDAJE MAGNETICO

5.1 Blindaje magnético de los tubos de imagen para color de 90°

Se han desarrollado blindajes magnéticos exteriores que proporcionan una protección adecuada para los tubos de máscara perforada de 26" y 22", 90°. Constan de una especie de concha de acero laminado en frío de 0,5 mm de espesor, que empieza cerca de la banda de refuerzo y que se extiende 285 mm (medidos axialmente desde el centro de la cara plana) sobre la superficie del cono en el tubo de 26", y 240 mm en el de 22". El blindaje sigue el contorno del cono a una distancia de unos 10 mm de la superficie del vidrio para facilitar el montaje de las bobinas de desmagnetización. Se ha comprobado que un espesor de 0,5 mm constituye el mejor compromiso entre el efecto de blindaje, el precio y el peso. El blindaje debe ser recocido a 850°C para obtener la mejor característica de blindaje magnético. La figura 4 muestra la reducción en los errores de impacto del tubo de 26" y 90° (A66-120X) y del tubo de 22" y 90° (A56-120X).

Estos tubos, que tienen bandas de refuerzo apropiadas están dotados de blindajes magnéticos exteriores como los descritos. Las características de este blindaje son las siguientes:

Campo vertical (0,44 Gs)

Las condiciones de pureza de color y de uniformidad de blanco son favorables, pues los errores centro-borde son muy pequeños. Sólo se requieren pequeñas correcciones en la pureza. Son del orden de 7 μm en el tubo de 22" y de unos 15 μm en el de 26".

Debido a la pequeña sensibilidad de la estructura del tubo a la componente vertical del campo, el ajuste magnético efectuado inicialmente en la línea de montaje del receptor será válido para grandes zonas geográficas.

Campo lateral (0,19 Gs)

El efecto del blindaje sobre el campo lateral reduce los errores de impacto a menos de 5 μm.

Campo axial (0,19 Gs)

Los errores de impacto producidos por la componente axial son función del radio y son iguales a cero en el centro del tubo (fig. 4c). Estos errores no pueden anularse por medio de la corrección de pureza. Los errores indicados de 32 μm y 20 μm se observan en los tubos de 26" y de 22", respectivamente, con sus blindajes magnéticos montados a una distancia nominal de 5 mm de la banda de refuerzo. Esta distancia es necesaria en los receptores sin transformador por razones de seguridad, las cuales exigen que el blindaje magnético esté aislado eléctricamente de la banda de refuerzo. El entrehierro así formado disminuye la eficacia del sistema de blindajc, principalmente en relación a las componentes axiales del campo magnético. Por esto debe mantenerse el entrehierro lo más pequeño posible (δ = 10 mm como máximo).

En el tubo de 22" los errores absolutos de impacto son menores que en el de 26". Esto es debido a que la trayectoria del haz es más corta, e igualmente más pequeña la distancia entre la máscara perforada y el fósforo de la pantalla. Sin embargo, este último va unido a una menor separación de los orificios de la máscara, proyectados sobre la pantalla (0,68 mm en el tubo de 22", en lugar de 0,81 en el de 26"). Ello comporta que los errores de impacto que pueden tolerarse sean también menores.

5.2 Blindaje magnético de los tubos de imagen para color de 110°

Debido al mayor ángulo de desviación, los tubos de imagen de 110° requieren un blindaje magnético más eficaz que los de 90°. Por dicho motivo, este tipo de tubo va equipado con un blindaje magnético interno que presenta, además, la ventaja adicional de necesitar menos espacio para el dispositivo de desmagnetización. El blindaje está sujeto al anillo de soporte de la máscara, lo cual reduce considerablemente la reluctancia del circuito magnético. Esto favorece la eficacia del blindaje especialmente con respecto al campo axial.

La figura 5 muestra la reducción en los errores de impacto en el tubo de 26" y 110° (A66-140X) y en el de

22" y 110° (A56-140X). Las correcciones de pureza, necesarias para anular la influencia del magnetismo terrestre, son pequeñas en la parte central de la pantalla; los errores de impacto debidos a los campos vertical y lateral en los bordes de la pantalla son menores que 15 μm. Los errores producidos por el campo axial serán inferiores a 15 μm (tubo de 22") o a 18 μm (tubo de 26").

Como la disipación por pulgada cuadrada de la máscara del tubo de 22" es mayor que la del tubo de 26", se admiten mayores tolerancias en los errores de impacto para el tubo de 22". Para ello el tamaño de las tríadas de fósforos en el tubo de 22" es igual que en el de 26" (0,81 mm). En consecuencia, los errores absolutos de impacto difieren menos en los tubos de 22" y de 26", 110°, que en los equivalentes de 90°.

5.3 Orientación del receptor durante el ajuste

La orientación del receptor con respecto al campo magnético terrestre horizontal variará de un sitio a otro. Por tanto, es mejor efectuar los ajustes iniciales del receptor en la fábrica, en condiciones de campo magnético horizontal nulo, para asegurar la mejor calidad del color. No obstante, debido a la excelente eficacia del blindaje con respecto al campo lateral, incluso se puede prescindir de las bobinas de compensación de campo horizontal en la línea de ajuste del fabricante. Una condición indispensable es que el campo axial se anule orientando la cara del tubo al Este o al Oeste. El campo lateral producirá entonces un error de impacto máximo de 2 x 5 μm = 10 μm, y esto sólo en el caso de que el cliente oriente el tubo en una dirección que difiera en 180° de la adoptada durante el ajuste en la fábrica.

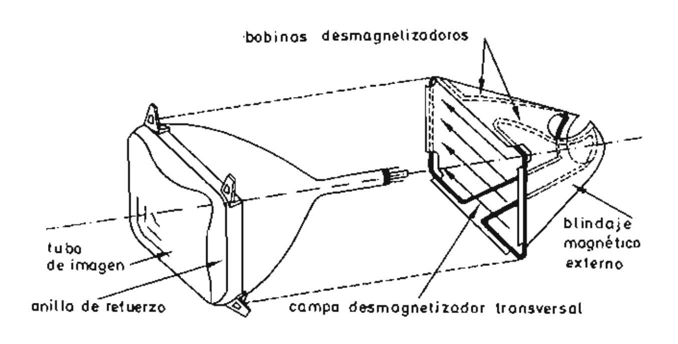


Fig. 6. Bobinas de desmagnetización completas.

6. METODOS DE DESMAGNETIZACION

Como se ha indicado antes, sólo se dan las condiciones favorables para un buen blindaje si los dominios magnéticos de los componentes del blindaje se orientan con respecto al campo magnético exterior. Esto significa que se ha de efectuar una desmagnetización adecuada después de la instalación del receptor en casa del cliente. Haciendo girar el receptor dentro del campo magnético terrestre pueden presentarse grandes errores de impacto si no se desmagnetiza nuevamente el tubo.

6.1 Tubos de imagen de 90°

En los tubos de 90° se obtiene la desmagnetización automática colocando unas bobinas desmagnetizadoras unidas al blindaje exterior del tubo, de forma que se asegure un fuerte acoplamiento entre el campo desmagnetizante y las piezas magnéticas del tubo y elementos externos del blindaje. Para conseguirlo, se montan dos bobinas idénticas en los lados opuestos del blindaje magnético exterior, como se indica en la figura 6. (Puesto que las bobinas están instaladas parcialmente dentro del blindaje, será necesario reservar un espacio adicional entre la ampolla del tubo y el blindaje magnético.) Las bobinas se conectan de forma que trabajen magnéticamente en serie. El flujo de una de las bobinas fluye horizontalmente (en sentido lateral) a través del conjunto (magnético) de la máscara perforada, luego entra en la otra bobina y vuelve a través del blindaje cónico (véase fig. 7). El blindaje no sólo sirve para cerrar el circuito del flujo, sino que, como las bobinas están dispuestas en parte dentro y en parte fuera del blindaje, también actúa como núcleo, proporcionando unas piezas polares que se extienden hacia la parte frontal del tubo. Este sistema aumenta el flujo magnético en el conjunto de la máscara. Una cantidad máxima de flujo pasa por todas las piezas magnéticas del tubo, haciendo posible que estos elementos sean eficazmente desmagnetizados.

Dado que la desmagnetización alcanzará el máximo de eficacia principalmente cuando el campo desmagnetizante actúe en paralelo con el campo polarizante exterior, la dirección del flujo desmagnetizador se elige de forma que actúe en el plano de la componente horizontal del campo magnético terrestre. Así el flujo desmagnetizador compensa las variaciones de la orientación del receptor. El flujo desmagnetizante horizontal del sistema proporciona un efecto desmagnetizante aun suficiente con respecto a un campo vertical externo. No obstante, puede ser necesario desmagnetizar el chasis del receptor y el tubo durante el ajuste inicial, por un método adicional de desmagnetización externa.

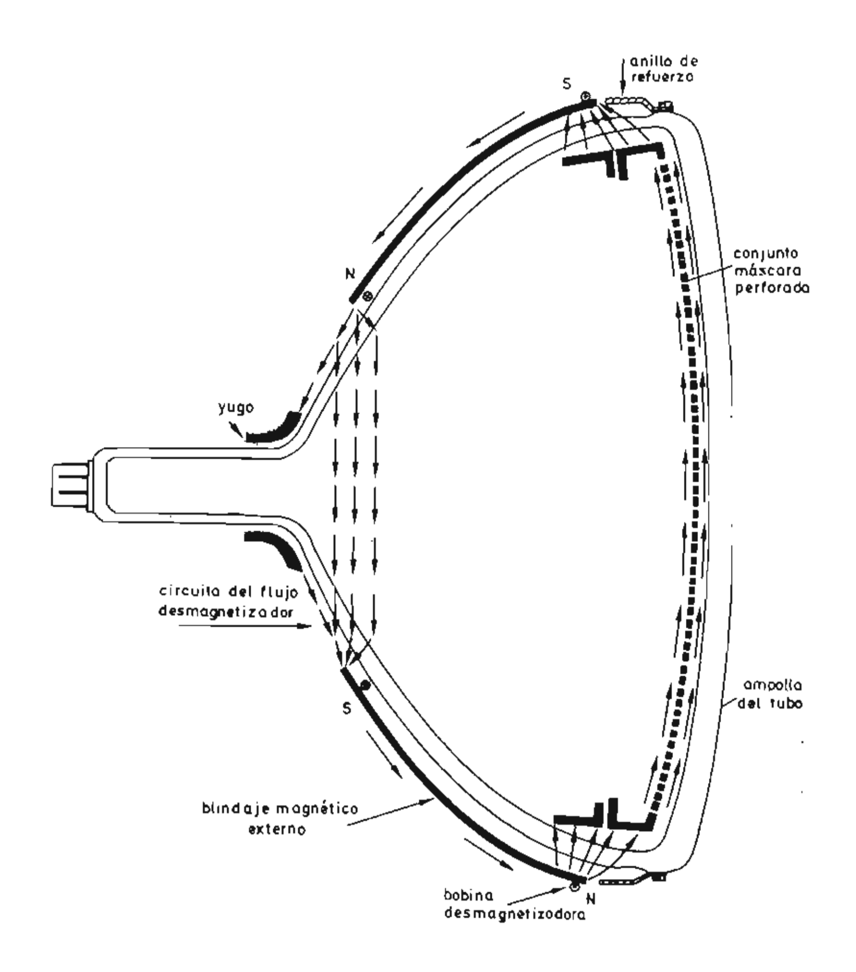


Fig. 7. Sección de las piezas ferromagnéticas del tubo, indicando el circuito del flujo desmagnetizador instantáneo en el tubo de 26", 90°.

La desmagnetización se obtiene haciendo pasar una corriente alterna inicialmente intensa a través de las bobinas, y reduciéndola luego gradualmente hasta cero, o a un valor muy pequeño. El pico de intensidad de campo desmagnetizador ha de ser sustancialmente mayor que la intensidad del campo magnético exterior al que está sometido el conjunto del tubo. La operación puede efectuarse en unos segundos.

6.2 Tubos de imagen de 110°

En los tubos de 110° las bobinas de desmagnetización no están en contacto directo con el blindaje magnético dado que éste está situado en el interior del tubo. Las figuras 9 y 10 muestran la forma óptima del devanado: las dos bobinas de diámetro bastante grande se colocan directamente sobre el cono, una en el lado izquierdo y la otra en el derecho. Están conectadas de forma que sus campos estén en serie. Como este montaje impone una reluctancia del circuito magnético mayor que la de los tubos de 90°, la fuerza magnetomotriz necesaria para una desmagnetización adecuada será también mayor. En el tubo de 26" esto comporta un pico de fuerza magnetomotriz de 500 amperios-vuelta en cada una de las bobinas, siendo este valor el compromiso óptimo entre la calidad del blindaje y el precio de los componentes. La figura 11 muestra los errores de impacto en este tubo, después de la desmagnetización, en función del pico inicial de fuerza magnetomotriz por bobina. Se recomienda que el compromiso de 500 amperios-vuelta se considere como un valor mínino.

Hay que notar que los pequeños errores de impacto del tubo blindado y desmagnetizado, indicados en las figuras 4 y 5, se han obtenido con la ayuda de los sistemas antes mencionados de desmagnetización integral.

7. SISTEMAS AUTOMATICOS DE DESMAGNETIZACION

Las bobinas de desmagnetización deben activarse con una corriente alterna inicialmente grande, que disminuye gradualmente. A continuación se describirá un circuito que produce automáticamente dicha corriente cada vez que se pone en marcha el receptor. Con este montaje, la instalación del receptor es tan sencilla como la de los televisores para blanco y negro. El usuario puede cambiar la posición del receptor si lo desea y no se necesita la colaboración de personal técnico aunque se produzcan fuertes campos magnéticos (originados en aparatos electrodomésticos, juguetes, etc.) en las proximidades del receptor. Si se desea, pueden activarse los circuitos para efectuar la desmagnetización no sólo al poner en marcha el receptor, sino también en cualquier momento durante su funcionamiento.

El pico de corriente proporcionado por el sistema automático de desmagnetización tiene que ser suficientemente grande. Como se ha explicado antes, se necesita un pico de fuerza magnetomotriz del valor indicado en la tabla 1 para obtener una desmagnetización adecuada en todos los casos.



Fig. 10. Tubo de 110° con las bobinas desmagnetizadoras.


Fig. 8. Blindaje para tubos de 90°, con las bobinas desmagnetizadoras.

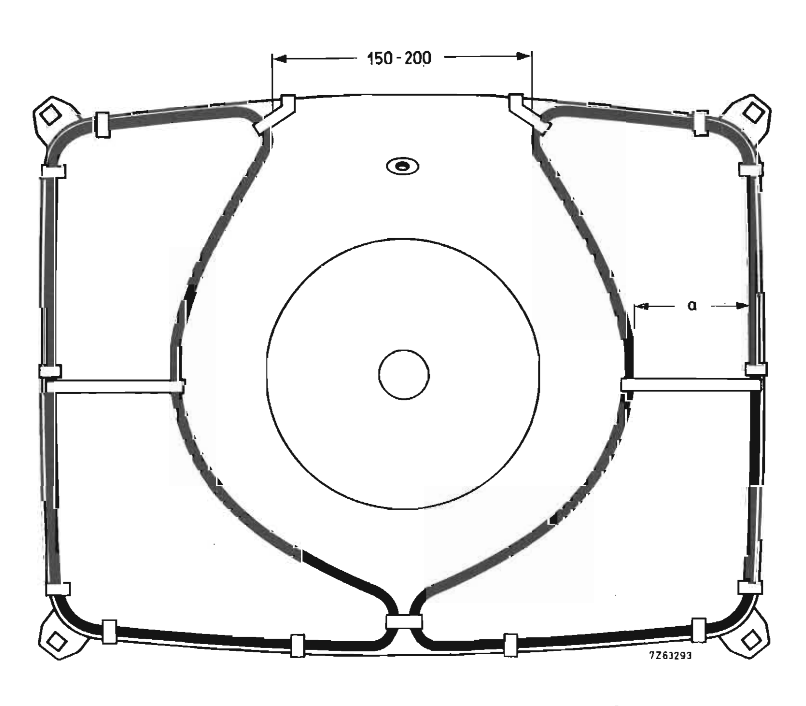


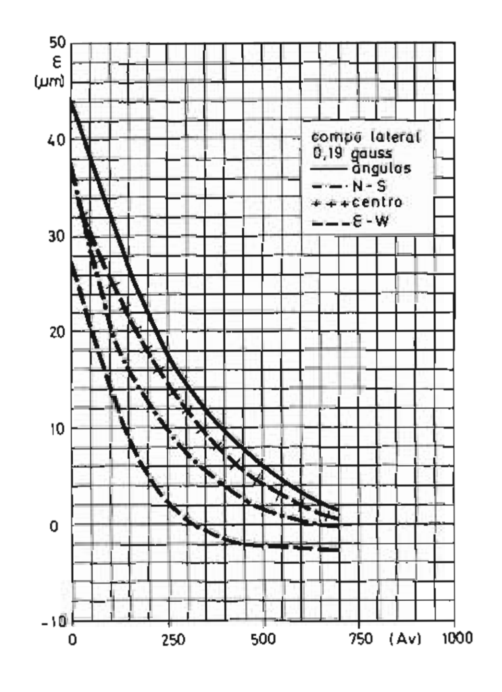
Fig. 9. Forma óptima de las bobinas desmagnetizadoras para tubo A66-140X de 26", 110° (a = 120 mm) y para tubo A56-140X de 22", 110° (a = 110 mm). Todas las dimensiones en mm.

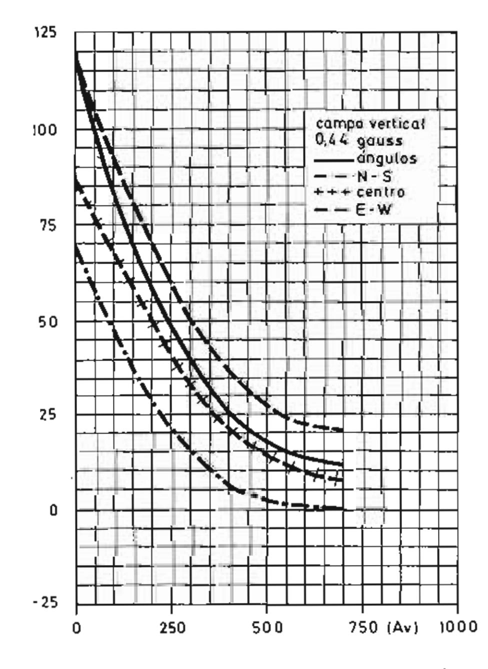
Tabla I: Valor de pico de la fuerza magnetomotriz inicial y residual (Av) en una bobina.

Tubo de imagen color	*A56-120X* *22", 90°*	*A66-120X* *26", 90°*	*A56-140X* *22", 110°*	*A66-140X* *26", 110°*
f.m.m. inicial (pico)	> 300	> 350	> 450	> 500
f.m.m. residual (pico)	< 0,15	< 0,15	< 0,5	< 0,5

Esta corriente debe disminuir gradualmente hasta un valor final muy pequeño o igual a cero. Si el valor final al que se reduce la corriente que atraviesa las bobinas es demasiado grande, queda una influencia visible en el impacto del haz y aparece una oscilación de la trama correspondiente a la diferencia entre la frecuencia de la corriente desmagnetizadora y la frecuencia de cuadro. Las medidas efectuadas han demostrado que ambos efectos dejan de ser perceptibles si la fuerza magnetomotriz residual en las bobinas no excede de los valores indicados en la tabla I.

El circuito que se describe a continuación funciona directamente a partir de la red alterna (220 V, 50 Hz).





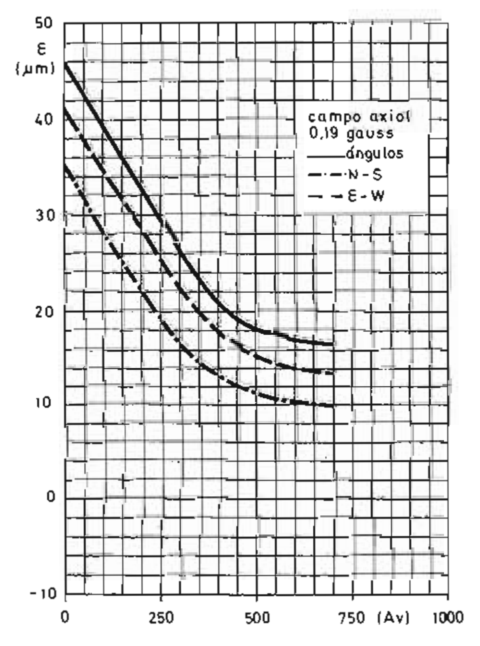


Fig. 11 Errores del punto de impacto (ε) después de la desmagnetización, en función del pico de fuerza magnetomotriz por bobina (Av) en el tubo de imagen para color de 26", 110°.

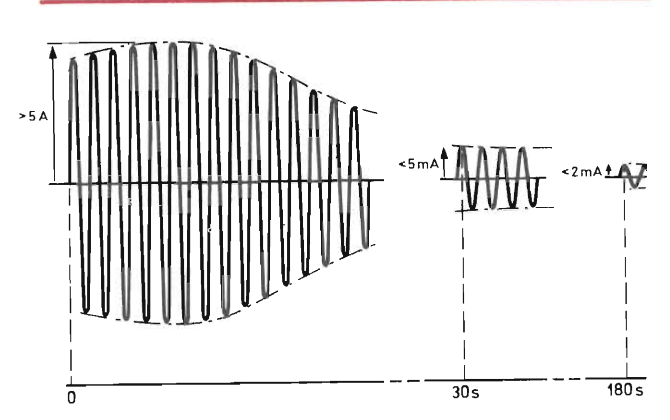


Fig. 12. Característica de la envolvente de la corriente desmagnetizadora en función del tiempo.

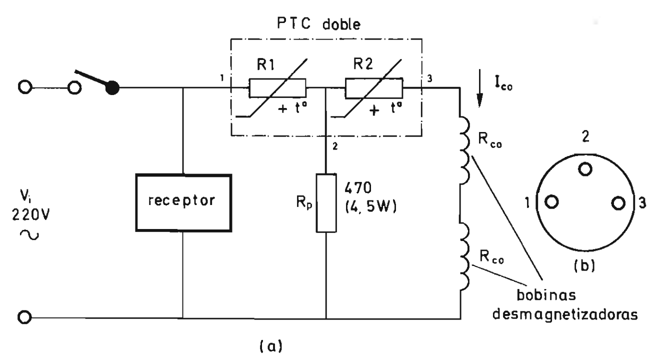


Fig. 13. Circuito desmagnetizador (a) equipado con termistor doble PTC. La figura (b) muestra la disposición de las patillas del termistor; los números de las patillas corresponden a los del esquema.

7.1 Circuito con un termistor PTC doble

Un medio adecuado para hacer disminuir la corriente en las bobinas desmagnetizadoras consiste en conectar un termistor PTC (coeficiente positivo de temperatura) en serie con ellas.

Si este sencillo circuito se conecta a la red, se obtendrá un pico de corriente magnetizadora de valor deseado mediante elección adecuada de los valores de los componentes. El termistor se calienta y aumenta su resistencia, reduciéndose con ello la corriente.

No obstante, el valor final de la corriente así obtenida es aún demasiado grande y debe reducirse por otros medios. Hasta ahora se conseguía con un resistor VDR o un disyuntor retardado.

Ultimamente se ha desarrollado un nuevo termistor PTC doble con ayuda del cual puede diseñarse un circuito que satisface más económicamente todas las condiciones de la desmagnetización (fig. 13).

Algunas características del circuito de la figura 13 son:

V_{im} (ef)		245 V
T_{amb}		máx 60°C
$I_{co\ m}$ ($R_p = 470\ \Omega$*, $2R_{co} = 25\ \Omega$, $V_{i(ef)}$ $= 220$ V + 10 %)		
	inicial	> 5 A
	a los 5 s	< 70 mA
	a los 30 s	< 5 mA
	a los 3 min	< 2 mA

Véase también la figura 12.

* R_p debe ser bobinado y ha de tener una disipación de 4 W para soportar el transitorio de corriente.

La adaptación de la impedancia de carga (dos bobinas) a la del generador (dos termistores PTC) junto con el gran pico de corriente inicial, de 5 A en las bobinas mantiene muy bajo el volumen de cobre. Los dos termistores están montados juntos (en contacto térmico) de modo que, después de la desmagnetización, $R1$ mantendrá a $R2$ a temperatura elevada. La corriente de $R1$ pasará ahora principalmente por R_p, de modo que la corriente residual en las bobinas es pequeña. Se requieren unos 5 minutos para el enfriamiento de los termistores (después de desconectar el receptor); pasado este tiempo se aplicará automáticamente la desmagnetización si se conecta de nuevo el receptor. La tabla II resume los datos de las bobinas necesarias para los diversos tubos de imagen para color.

Tabla II: Datos de las bobinas desmagnetizadoras (una bobina).

Tubo de imagen color	*A56-120X 22", 90°*	*A66-120X 26", 90°*	*A56-140X 22", 110°*	*A66-140X 26", 110°*
longitud de una espira (m)	1,08	1,26	1,18	1,36
número de espiras	60	70	90	100
diámetro hilo (mm)	0,35	0,40	0,45	0,50
resistencia (Ω)	11,5	12	11,3	11,8

TIRISTORES

Este estudio constituye una introducción a los tiristores. Está destinado a los estudiantes universitarios y de escuelas técnicas, a los ingenieros no especialistas de la industria y a cuantos precisen de una introducción para un estudio más detallado sobre el tema. Se presupone un conocimiento elemental sobre diodos semiconductores y transistores. Aunque la mayor parte del estudio trata del tiristor triodo normal de bloqueo en sentido inverso, se analizan también brevemente el diac y el triac.

La mayoría de la gente cree que los dispositivos semiconductores son pequeños componentes como los que se encuentran en los receptores de radio transistorizados. Sin embargo, los primeros tiristores fueron principalmente dispositivos industriales de potencia. El tiristor mayor puede conducir corrientes de cientos de amperios y se puede emplear, por ejemplo, en estaciones de potencia para controlar megavatios de potencia. Es importante subrayar que los ejemplos aquí expuestos se han elegido por su sencillez y, por consiguiente, constituyen en su mayoría aplicaciones de baja potencia, que se encontrarán más fácilmente en usos domésticos que en la industria. Las aplicaciones se ilustran con esquemas de circuitos simplificados. Dichos esquemas no son circuitos prácticos y, por tanto, no se pueden emplear como fundamento de la construcción de equipos.

1. FUNCIONAMIENTO

1.1. Introducción

En los últimos años la electrónica se ha afianzado en campos que hasta entonces estaban dominados por la electromecánica. El control de velocidad de máquinas rotativas, el control de temperatura de hornos eléctricos, el control del brillo de lámparas y la conmutación estática son algunas de las funciones que se pueden realizar utilizando tiristores.

Los tiristores son conmutadores pequeños, de estado sólido, que no fallan si se emplean en las condiciones de funcionamiento estipuladas. Prácticamente no consumen energía y, por lo tanto, generan muy poco calor. Gobiernan fácilmente la corriente que pasa por ellos. Los tiristores y otros componentes de control son compactos y pueden estar lejos del equipo principal; por ello se dispone de más libertad para elegir la situación del control que con el sistema electromecánico. Además, no se requieren partes móviles en el sistema de control, de modo que se evita el problema del desgaste.

Los tiristores ya se emplean ampliamente en la industria, por ejemplo para el control de la velocidad de rotación de las máquinas. En el otro extremo de la escala de potencias, en el terreno doméstico, se emplean para el control de la velocidad del motor de las lavadoras y también se utilizan en receptores de televisión.

1.2. La familia de los tiristores

Existen diversos tipos de tiristores. El más común es el tiristor triodo de bloqueo inverso, denominado también rectificador controlado de silicio (SCR) o simplemente tiristor (que es la denominación adoptada en este estudio). Otros miembros de la familia son el tiristor diodo bidireccional o diac, el tiristor triodo bidireccional o triac y el conmutador controlado de silicio (SCS).

La figura 1.1 muestra una fotografía de una selección de tiristores. Algunos de los más pequeños tienen un encapsulado del tipo transistor, como el tipo *A*. Los tipos *B* y *C* son para aplicaciones de mediana potencia, cuya corriente media es de escasos amperios. El tipo *D* es un dispositivo, relativamente nuevo, encapsulado en plástico y destinado específicamente a aplicaciones domésticas como el control de velocidad del motor de una lavadora, y el tipo *E* es un tiristor mayor que puede controlar 70 amperios. La mayoría de dispositivos disponen de medios para montarlos en un radiador. Los dispositivos *B*, *C* y *E* de la fotografía poseen un espárrago para atornillarlos en un radiador y también están provistos de tuercas y arandelas para permitir otros métodos de montaje. El tipo *D* tiene una sección externa de metal con un agujero para dicho fin, y el dispositivo *A* utiliza su propia cápsula para disipar el calor.

1.3. El tiristor triodo de bloqueo inverso

El tiristor (triodo de bloqueo inverso) constituye esencialmente un diodo de potencia cuyos períodos de conducción se pueden controlar por medio de una señal externa. Es un elemento de tres terminales. Las principales conexiones de potencia se efectúan en el ánodo y el cátodo, como en un diodo normal, y en el electrodo puerta se aplica una señal de disparo.

La figura 1.2 representa el montaje simplificado y el símbolo de un tiristor con puerta *P*.

Si el ánodo es positivo con respecto al cátodo y si, al propio tiempo, la puerta es positiva con respecto al cátodo, el tiristor conduce en sentido directo de modo semejante a un diodo común. Al cabo de poco tiempo, la corriente de puerta se puede reducir a cero sin anular la corriente ánodo-cátodo. Entonces se dice que el tiristor conduce en sentido directo, y conducirá mientras la corriente de ánodo esté por encima de su valor de mantenimiento (esto se expondrá más adelante). Si, en cambio, no fluye corriente de puerta (o si resulta insuficiente), el disparo no se inicia y el tiristor está bloqueado en sentido directo. En cuanto el tiristor es conductor, la puerta pierde el control y no se puede emplear para bloquear el dispositivo.

En condiciones normales, cuando el ánodo es negativo con respecto al cátodo, el tiristor no conduce (exceptuada la corriente de fuga) y se dice entonces que está bloqueado en sentido inverso. Sin embargo, se producirá una ruptura por avalancha en ambos sentidos, directo e inverso, si se aplican tensiones excesivas. Así pues, existen medios de iniciar la conducción además del que consiste en aplicar una señal de puerta, medios que explicaremos más adelante. Sin embargo, normalmente es la señal de puerta la que inicia la conducción.

1.4. Nociones sobre el funcionamiento

La figura 1.3 representa esquemáticamente la estructura de un tiristor. De no aplicar tensiones de ánodo o de puerta, existirán ciertas zonas desprovistas de cargas (zonas de agotamiento) bien definidas en cada una de las uniones PN: *J1*, *J2* y *J3*.

Si se hace el ánodo positivo con respecto al cátodo, las uniones *J1* y *J3* se polarizan directamente y se vuelven más estrechas (fig. 1.4). Por otra parte, la unión *J2* se polariza en sentido inverso y su zona de agotamiento se hace más ancha. Así pues, la única corriente

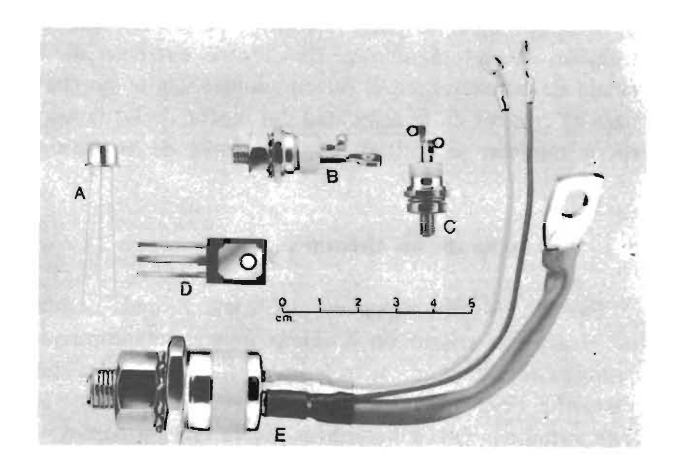


Fig. 1.1. Diversos modelos de tiristores

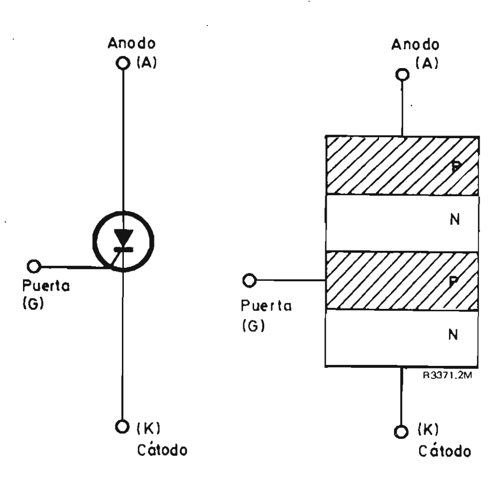


Fig. 1.2. Estructura básica y símbolo de un tiristor

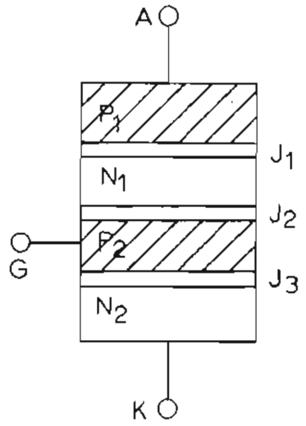



Fig. 1.3. Funcionamiento del tiristor (1)

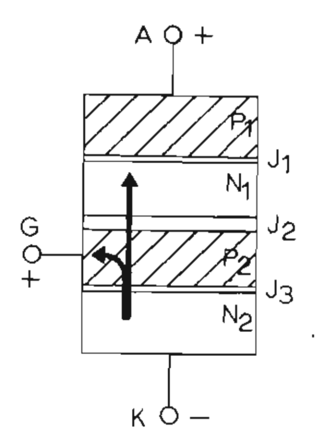


Fig. 1.5. Funcionamiento del tiristor (3)

que puede circular es una pequeña corriente de fuga, y la mayor parte de la tensión aplicada aparece en los extremos de la unión *J2* polarizada en sentido inverso. El tiristor se encontrará, entonces, en su estado de bloqueo directo.

Si entonces se aplica un impulso positivo a la puerta, los electrones fluirán a través de la unión *J3* polarizada en sentido directo, del cátodo a la puerta (fig. 1.5). Así pues, las tres regiones inferiores, *N2*, *P2* y *N1*, se pueden considerar como un transistor NPN en el cual *P2* constituye la base, *N2* el emisor y *N1* el colector. La corriente puerta-cátodo es la corriente emisor-base de dicho transistor, y, por tanto, por el efecto transistor ordinario, parte de la corriente de emisor atraviesa *J2* y pasa al colector. Es importante notar, sin embargo, que, como en la práctica la región de base *P2* no es delgada, la ganancia de corriente (es decir h_{FE}) es menor que la unidad.

Ahora bien, el flujo de electrones a través de *J2* es causa de que la región de agotamiento se estreche y que, por tanto, su resistencia efectiva se reduzca. En consecuencia, la proporción de la tensión ánodo-cátodo aplicada a los extremos de la región agotada *J2* disminuye, lo cual permite que se desarrolle una tensión más importante en los límites de las uniones *J1* y *J3*. Así aumenta la polarización directa en *J1* y un cierto número de huecos atraviesan la unión. Los huecos se representan en la figura 1.6 por medio de la flecha blanca.

Las tres regiones superiores, *P1*, *N1* y *P2*, se pueden considerar como un transistor PNP. Debido al efecto

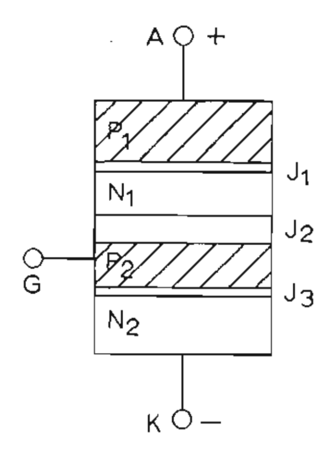


Fig. 1.4. Funcionamiento del tiristor (2)

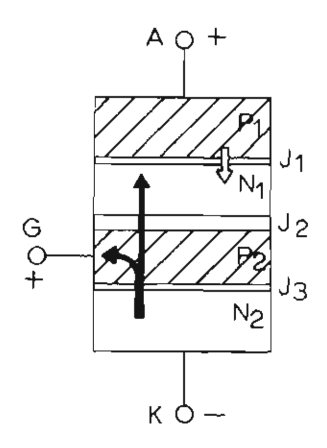


Fig. 1.6. Funcionamiento del tiristor (4)

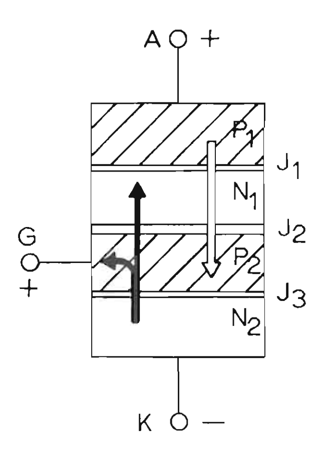


Fig. 1.7. Funcionamiento del tiristor (5)

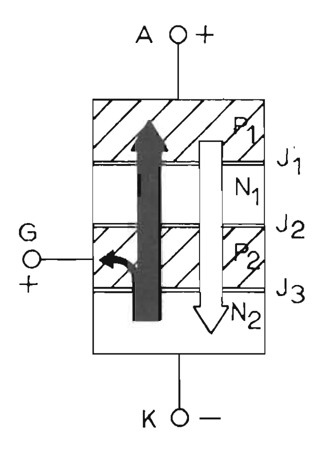


Fig. 1.8. Funcionamiento del tiristor (6)

transistor normal, algunos de los huecos del emisor (*P1*) fluyen a través de la base (*N1*) al colector (*P2*) (fig. 1.7). El flujo de huecos a través de la región agotada *J2* hace que su anchura se reduzca todavía más y, por consiguiente, el flujo de electrones en el transistor de abajo (*N2*, *P2*, *N1*) aumente también.

Este efecto acumulativo, una vez iniciado por el impulso de puerta, continúa rápidamente hasta que la región de agotamiento en *J2* desaparece totalmente, la resistencia efectiva ánodo-cátodo del tiristor se hace muy pequeña y fluye una corriente intensa a través del dispositivo (fig. 1.8). La corriente electrónica total en los bornes del tiristor es, por supuesto, la suma de huecos y electrones que circulan en el interior del dispositivo. El tiristor conduce en sentido directo y se puede suprimir la tensión de puerta sin bloquearlo. En la práctica un pequeño impulso de puerta positivo de escasos voltios de amplitud basta para disparar el tiristor. Sin embargo, el impulso de puerta ha de ser de duración suficiente para permitir que la corriente de ánodo alcance un determinado valor mínimo de mantenimiento, antes de que desaparezca el impulso. Además, el tiristor sólo puede bloquearse si se reduce la corriente de ánodo por debajo de su nivel de mantenimiento, lo cual normalmente se consigue reduciendo la tensión de ánodo a cero.

1.5. Métodos de control

La parte izquierda de la figura 1.9 representa el circuito básico de control en c.a. La carga y el tiristor están en serie con la alimentación alterna, y sólo puede pasar corriente a la carga durante los semiciclos en que

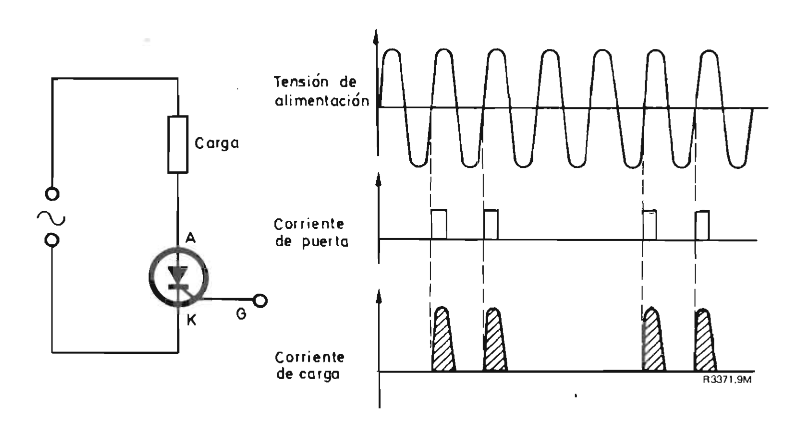


Fig. 1.9. Disparo de salvas

el ánodo es positivo con respecto al cátodo. La señal de puerta controla el período de conducción del tiristor. Este período se puede variar de dos modos: por una parte, el tiristor se puede abrir o cerrar durante números enteros de semiciclos positivos consecutivos, y por otra se puede hacer que conduzca durante una fracción de cada semiciclo positivo. La tensión alterna de la red, las tensiones de puerta y la correspondiente corriente de carga en ambos métodos de control se indican en las figuras 1.9 y 1.10.

El método de control representado en la figura 1.9 se conoce por la denominación disparo de salvas, disparo sincrónico o disparo a tensión cero. Se puede comparar directamente con los métodos tradicionales de control, en los que se conecta o desconecta la alimentación durante ciertos intervalos de tiempo, y se aprovecha la inercia mecánica o térmica para suavizar los efectos en la carga.

El método de control representado en la figura 1.10 se denomina control de fase. Difiere del anterior en que los períodos de conducción tienen lugar dentro de cada semiciclo de la tensión principal. Este método de control resulta el más apropiado para aplicaciones en las que se requiera una alimentación uniforme de potencia controlable, especialmente cuando la carga no tiene suficiente inercia. El control de fase es esencial si hay que controlar electrónicamente lámparas de filamento, pues de lo contrario se producen parpadeos molestos. Uno de los inconvenientes del control de fase es que, si no se adoptan las debidas precauciones, se presentan interferencias de radiofrecuencia y se transmiten por la red. Sin embargo, el control de fase es, con mucho, el método más comúnmente empleado de los dos que existen.

El ángulo θ durante el cual el tiristor es conductor se denomina ángulo de conducción, y el ángulo α en el que se produce el cebado, ángulo de disparo.

2. TÉCNICAS BÁSICAS DEL CONTROL DE FASE

2.1. Salidas de corriente alterna y de corriente continua

La figura 2.1 muestra las dos formas de onda básicas de la corriente de salida en el control de fase con carga resistiva. La figura 2.1*a* representa una salida de c.a. y la figura 2.1*b*, la salida de c.c.

La mayoría de utilizaciones de los tiristores se pueden dividir en dos clases: aplicaciones en las cuales la carga es un motor eléctrico cuya velocidad se ha de controlar y en que la carga presentada al tiristor varía considerablemente (por ejemplo, tornos, taladros, lavadoras automáticas, etc.), y aplicaciones en las cuales la carga es constante (hornos eléctricos, reguladores de luz, etc.). En ambos casos la potencia aplicada a la carga requiere ser controlada directamente para poder seleccionar la velocidad o la temperatura de un horno, por ejemplo.

En la práctica, los circuitos de control de fase con salida continua se emplean ampliamente para el control de velocidad de motores, mientras que los controles de fase con salida de c.a. se prefieren en hornos y otras aplicaciones. Esas salidas se pueden conseguir a partir de una alimentación de c.a. utilizando una diversidad de montajes de tiristor o tiristor-diodo, conocidos comúnmente con el nombre de convertidores.

2.2. Convertidores de corriente alterna en corriente alterna

Las figuras 2.2. a 2.6 representan distintos tipos de convertidores de c.a. en c.a. En aras de simplicidad, las formas de ondas se han dibujado suponiendo una carga resistiva en cada caso.

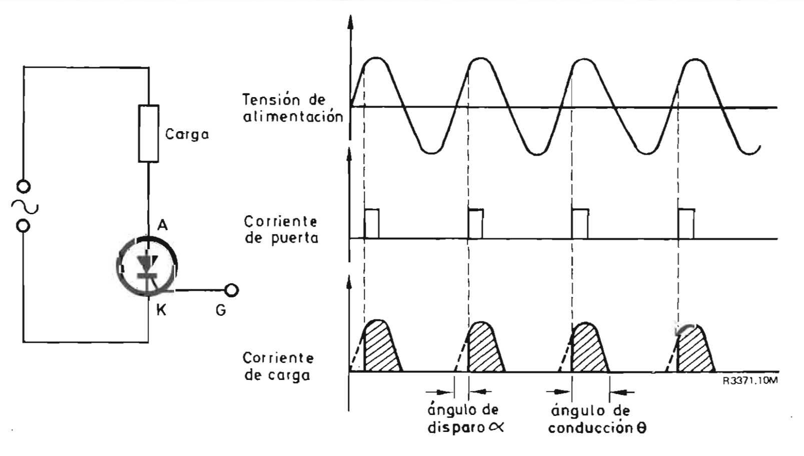
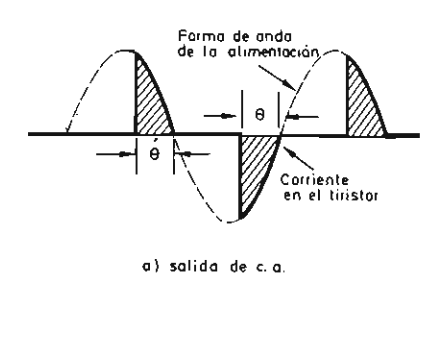


Fig. 1.10. Control de fase



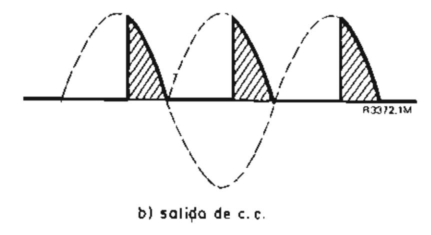
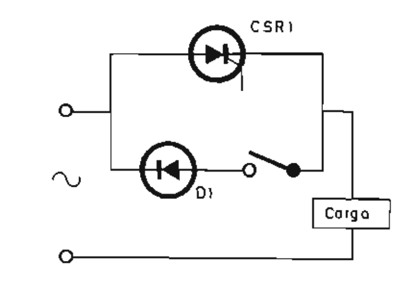


Fig. 2.1. Salidas de c.a. y c.c.



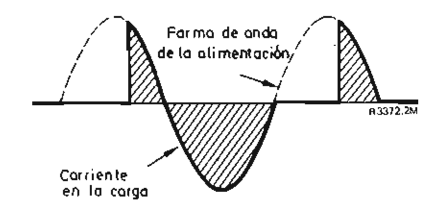


Fig. 2.2. Convertidor de c.a. en c.a. simple

2.2.1. Convertidor simple de c.a. en c.a.

El convertidor de fase con salida de c.a. más sencillo se representa en la figura 2.2; consiste en un tiristor y un diodo en montaje antiparalelo. Dicho circuito no opera como un auténtico convertidor de c.a. en c.a., puesto que se introduce un componente de c.c. cuando se controla el tiristor. Esto hace que el circuito sólo resulte apropiado para aplicaciones en que no intervengan transformadores. La componente de c.c. introducida en la línea de c.a. también restringe el uso de dicho circuito a niveles de baja potencia. El margen de control de este convertidor abarca todo el margen de potencia aplicada a la carga. El interruptor determina si el margen de control abarca de cero a la mitad de la potencia, o bien de la mitad de la potencia hasta el total de ésta. Con el interruptor abierto, el margen de control va de cero hasta la mitad de la potencia.

2.2.2. Convertidores de c.a. en c.a. de control total

Las figuras 2.3 a 2.6 representan auténticos montajes de c.a. que proporcionan un margen completo de control, sin necesidad de interruptor.

Para el control simétrico, si la carga es inductiva, es menester que el ángulo de disparo sea igual en ambos tiristores, a fin de evitar la saturación de la carga.

2.2.3. Conexión común de cátodo

El circuito representado en la figura 2.3 necesita señales de puerta independientes; en cambio, los tiristores representados en la figura 2.4 se pueden controlar con el mismo impulso de disparo, debido a la conexión común del cátodo de los dos tiristores, con el resultado de bastar un circuito de disparo simplificado. Los dos diodos suprimirán las tensiones inversas de los tiristores, pero el rendimiento del circuito se reducirá debido a la pérdida adicional de potencia en los diodos.

2.2.4. Control total con un tiristor

El circuito representado en la figura 2.5 emplea sólo un tiristor para los dos semiciclos, el positivo y el negativo, de la forma de onda de alimentación y de ese modo asegura la utilización óptima de la capacidad de corriente del tiristor. La disminución del rendimiento, originada por el total de las caídas de tensión en los diodos y el tiristor, puede ser un inconveniente en algunas aplicaciones de baja tensión. El bloqueo del tiristor constituye, a veces, un problema puesto que la tensión de ánodo nunca cae por debajo de cero y por esta razón el circuito sólo se emplea si las constantes del circuito y el tiempo de bloqueo del tiristor se conocen con exactitud. Además, como el tiristor ha de con-

ducir toda la corriente, el nivel de potencia controlable resulta menor para un mismo tipo de tiristor en este circuito que en los circuitos de las figuras 2.2, 2.3 y 2.4.

En todos estos circuitos es esencial que el valor límite de la tensión de trabajo del tiristor sea, como mínimo, igual al valor de cresta de la tensión de alimentación. En la práctica, se eligen con frecuencia valores dobles al indicado, con el fin de evitar toda posibilidad de que un transitorio provoque la conducción del tiristor por ruptura directa.

2.2.5. Circuitos trifásicos

También se emplean circuitos de control trifásicos derivados de los circuitos monofásicos anteriores. Por ejemplo, la figura 2.6 representa el esquema de un regulador trifásico de control total.

2.3. Convertidores de corriente alterna en corriente continua

El convertidor de c.a. en c.c. con tiristores, denominado a menudo rectificador controlado, puede adoptar un cierto número de formas diversas.

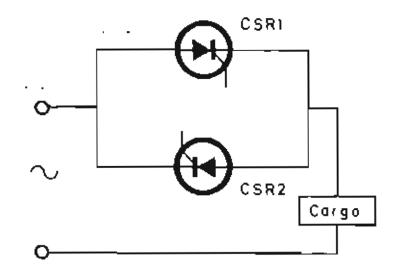
El convertidor más sencillo está representado en la figura 2.7. El circuito consiste simplemente en un único tiristor en serie con la carga. La corriente de carga fluye sólo durante los semiciclos positivos de la alimentación, y por tanto, el circuito resulta principalmente apropiado para cargas con elevada inercia, en las cuales esta forma de control relativamente imperfecta sea satisfactoria. Con frecuencia se emplea para el control de velocidad de pequeñas taladradoras eléctricas.

2.3.1. Puente semicontrolado

Uno de los convertidores de c.a. en c.c. más ampliamente utilizados es el puente semicontrolado (fig. 2.8) que se puede emplear tanto con alimentación monofásica como con trifásica. Las formas de onda que se ilustran en dicha figura y en las siguientes corresponden a una carga resistiva.

Si la tensión en *A* es positiva con respecto a *B* y si el tiristor *CSR2* está cebado, la corriente de carga fluye a través de *CSR2* y el diodo *D1*. El tiristor *CSR2* está bloqueado si la tensión en *A* es negativa con respecto a *B*. Durante el semiciclo siguiente, cuando *B* es positivo respecto a *A*, *CSR1* y *D2* conducen la corriente de carga.

En la práctica, los brazos controlados del puente se pueden conectar de dos formas, conforme se representa en las figuras 2.8 y 2.9. Con cargas resistivas, ambos montajes funcionan de igual modo. Sin embargo, el montaje en brazos paralelos representado en la figura 2.8 es, con mucho, el más empleado y, por eso, en la gama normalizada de bloques de tiristores, éstos se conectan con el ánodo en común.



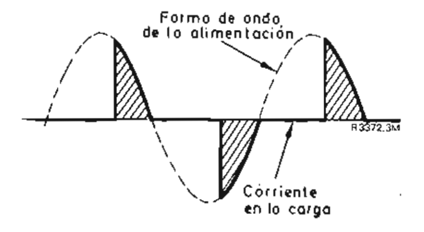
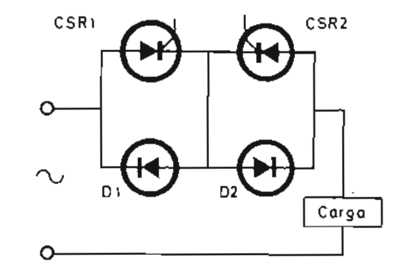


Fig. 2.3. Convertidor de c.a. de control total



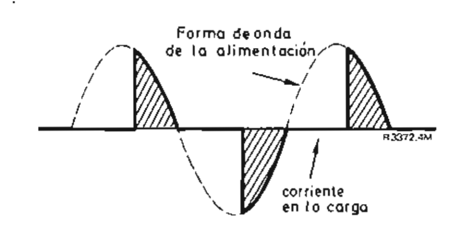
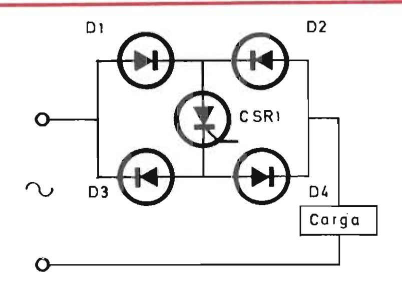


Fig. 2.4. Convertidor de c.a. con generador de disparo común



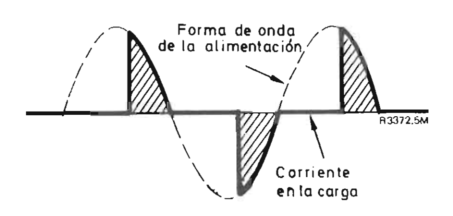
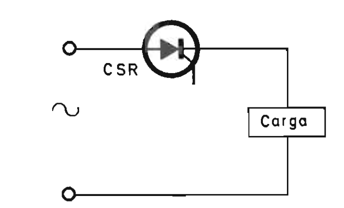


Fig. 2.5. Control total con un único tiristor



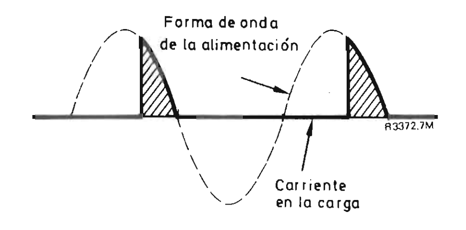


Fig. 2.7. Convertidor de c.a. en c.c. de media onda

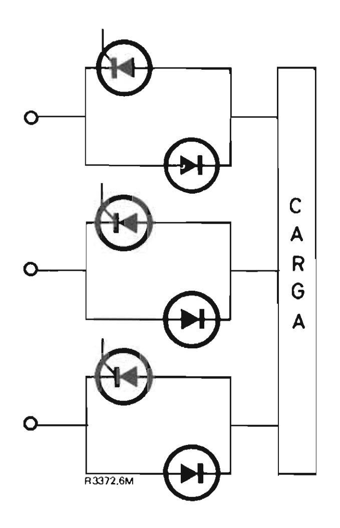


Fig. 2.6. Convertidor trifásico de c.a. en c.a.

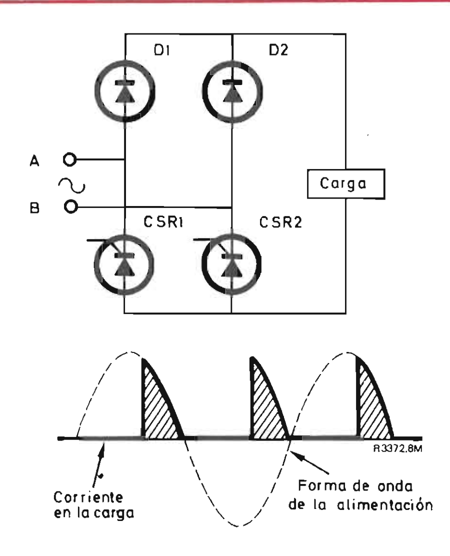


Fig. 2.8. Puente semicontrolado con tiristores en ramas paralelas

2.3.2. Diodo volante

Con frecuencia es menester alimentar en corriente continua cargas fuertemente inductivas, como motores y embragues magnéticos, a partir de la red de c.a. En tales casos, es esencial asegurar que el tiristor ha conmutado, es decir, se ha bloqueado al final de cada semiciclo. Sin embargo, si se emplean los circuitos representados en las figuras 2.8 y 2.9 con una carga inductiva, no se asegura la conmutación. Veamos, por ejemplo, el funcionamiento del circuito representado en la figura 2.8 con una carga inductiva.

Al finalizar cada semiciclo de la tensión de alimentación, el flujo de corriente se mantiene en el circuito de carga por la inductancia de ésta. El tiristor que conducía, por ejemplo *CSR2*, continúa conduciendo, pero la corriente se transfiere del diodo *D1* al *D2*, de modo que la f.c.e.m. de la inductancia de carga mantiene la corriente a través del puente sin incluir la alimentación. Cuando se dispara el otro tiristor, *CSR1*, *CSR2* queda polarizado a la inversa por la tensión de alimentación y se bloquea. Entonces la corriente fluye de la alimentación a la carga a través de *CSR1* y *D2*. En el siguiente semiciclo, *CSR2* se dispara y el proceso se repite.

La corriente de carga se puede controlar variando el ángulo de disparo de los tiristores y, en la mayoría de los casos, el circuito funciona satisfactoriamente. Sin embargo, con este circuito existe una limitación: puede no ser posible interrumpir la corriente en la carga dejando simplemente de disparar los tiristores.

Si se suprimen los impulsos de disparo inmediatamente después de que un tiristor se haya cebado, dicho tiristor continuará conduciendo como lo hace normalmente durante el resto del semiciclo de la alimentación. El otro tiristor no recibirá impulsos de disparo y, por tanto, no conducirá. Si la carga es muy inductiva, con una constante de tiempo mucho mayor que un semiciclo de la alimentación, el primer tiristor todavía estará conduciendo al finalizar este período y se mantendrá cebado durante el siguiente semiciclo positivo. El circuito continuará funcionando así indefinidamente, con un tiristor conduciendo durante semiciclos alternos completos y actuando como un diodo volante durante los otros semiciclos, hasta que se interrumpa la alimentación de la red. En otras palabras, el circuito de disparo habrá perdido el control de la corriente de carga.

Esta limitación se puede superar con un montaje que no suprima totalmente los impulsos de disparo y deje un impulso de *parada final* a unos 170° de cada semiciclo, a fin de garantizar que cada tiristor siempre conmute al finalizar el semiciclo, o bien dotando al circuito de un diodo volante independiente.

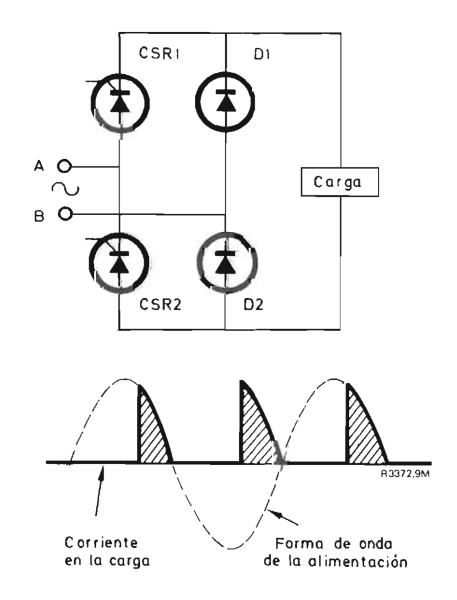


Fig. 2.9. Puente semicontrolado con tiristores en ramas en serie

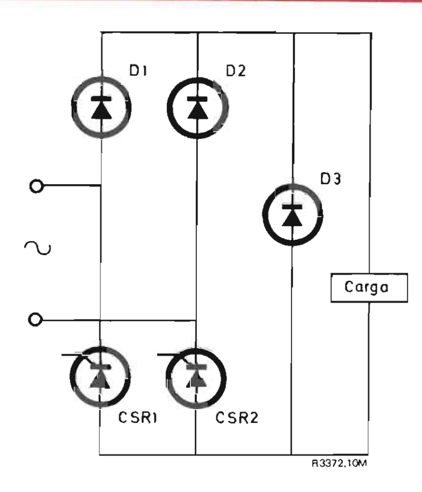


Fig. 2.10. Puente semicontrolado con diodo volante

2.3.3. Puente con diodo volante

Uno de los medios más adecuados para asegurar la conmutación consiste en emplear un diodo volante (*D3*, en la fig. 2.10). La corriente de la carga se transfiere entonces al diodo volante al finalizar cada semiciclo de la alimentación. Así cada tiristor se bloquea al finalizar cada dos semiciclos de modo que no existe el peligro de que la conducción pase al siguiente semiciclo. La corriente de carga, por tanto, está siempre bajo el control del circuito de disparo y así no es necesario prever un impulso de *parada final*.

El rendimiento del circuito y la utilización del componente mejoran, puesto que sólo pasa por los tiristores y diodos del puente la corriente absorbida de la red. La corriente reinyectada por la carga retorna sólo a través del diodo volante, el cual tiene una caída de tensión directa mucho más baja que la combinación en serie de los tiristores y diodo en el puente. Las pérdidas totales del circuito durante la parte del ciclo en que se reinyecta la corriente de la carga se reduce, por tanto, a menos de un tercio.

2.3.4. Puente de control total

La figura 2.11 representa el circuito de un puente convertidor de c.a. en c.c., monofásico, de control total. Cada brazo del puente contiene un tiristor y no se necesita diodo volante.

El funcionamiento del circuito es similar al del puente semicontrolado: *CSR1* y *CSR4* se disparan simultáneamente, así como *CSR2* y *CSR3*. Sin embargo, durante los semiciclos inversos, la única trayectoria para la co-

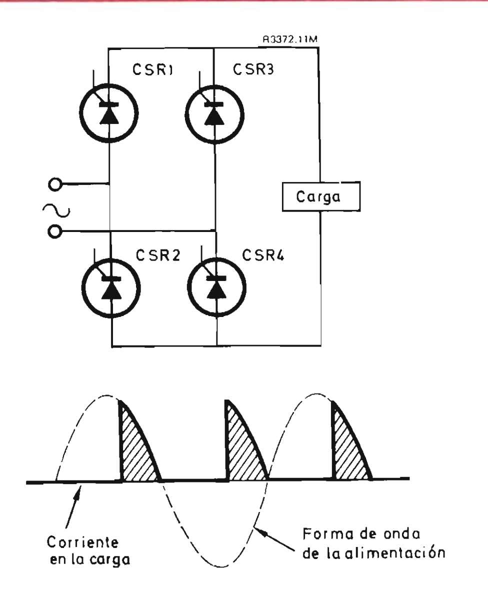


Fig. 2.11. Puente de control total

rriente reinyectada por la carga es el mismo par de tiristores que en el semiciclo anterior y la impedancia de la alimentación. La corriente de carga se ve forzada, por tanto, debido a la tensión de alimentación inversa, a disminuir más rápidamente entre dos períodos de conducción directa que en el puente semicontrolado.

2.4. Control con realimentación

Con frecuencia es necesario o deseable, incluir un sistema de regulación de la potencia de salida de un circuito de control, a fin de que se acomode a una carga variable. Por ejemplo, puede ser necesario mantener constante la velocidad de un motor con independencia de las variaciones en el par aplicado al eje del motor, o bien conservar constante la temperatura de una caldera pese a todas las variaciones. Para conseguirlo se necesita un sistema de control de lazo cerrado; es decir, la información sobre la variable de carga (por ejemplo, velocidad del eje del motor, temperatura de la caldera) se ha de realimentar al circuito de control. La señal de realimentación modifica la salida del circuito de control para compensar la variación de carga.

En algunas aplicaciones resulta adecuado el sencillo sistema de lazo abierto (no realimentado) que se representa en la figura 2.12. Sin embargo, la figura 2.13 representa un sistema de control con realimentación en el que la información de la carga es realimentada al circuito de disparo. En este caso, la señal de realimentación se emplea para modificar el ángulo de disparo según convenga para mantener la variable de carga en el valor deseado. Examinemos, por ejemplo, el caso en que la carga es un débil motor serie del tipo empleado en pequeños taladros y batidoras. La f.c.e.m. residual del motor se puede emplear como señal de realimentación. La figura 2.14 representa un circuito típico que sirve, pues, para ilustrar un dispositivo de disparo muy simple.

Un motor comprende esencialmente una bobina arrollada en un rotor que puede girar dentro de un campo magnético. Éste se produce normalmente al pasar la corriente a través de las bobinas de campo. Si se aplica una corriente al motor, dicha corriente pasa por las bobinas de campo y del rotor, y éste gira.

Sólo pasará corriente cuando el tiristor de control conduzca, pero, durante los semiciclos negativos y antes de que el tiristor conduzca en los semiciclos positivos, se mantendrá una pequeña cantidad de magnetismo en

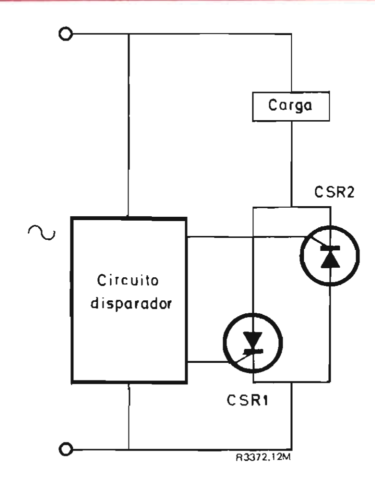


Fig. 2.12. Control sin realimentación

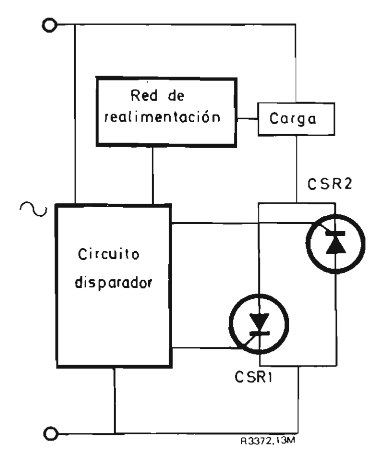


Fig. 2.13. Control realimentado

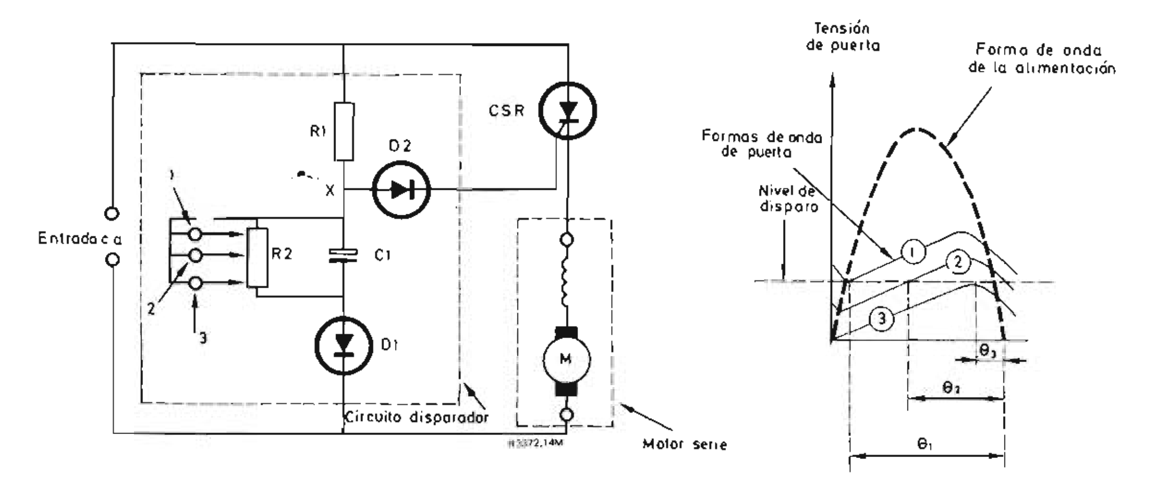


Fig. 2.14. Montaje de disparo simple

el núcleo de las bobinas de campo. Dicho magnetismo remanente inducirá una tensión en el devanado del rotor, tensión inducida que será proporcional a la velocidad del motor. Puesto que la velocidad de rotación depende de la carga impuesta al motor, el valor de la tensión inducida será gobernado por la carga. Si esa tensión es realimentada en el circuito de disparo, entonces las variaciones en las condiciones de la carga pueden servir para adelantar o retrasar el ángulo de disparo del tiristor y se puede regular la potencia aplicada al motor para mantener una velocidad constante pese a la carga variable.

Durante semiciclos alternos de la alimentación, *C1* se carga a través de *R1* y *D1*. En los semiciclos en que *D1* no conduce, *C1* se descarga a través de *R2* a un régimen que depende del ajuste de *R2*. Esto da por resultado una forma de onda positiva en el punto *X* que se compara con la señal de realimentación en el cátodo del tiristor producida por la tensión inducida del motor. Las señales de puerta resultantes de tres posiciones del cursor de *R2* son las que se indican en la figura. El nivel medio de la forma de onda está determinado por el estado de carga de *C1* al comienzo de un semiciclo de conducción y el valor de la tensión inducida del motor. Ajustando *R2* –regulación de la velocidad del motor– se puede alterar el nivel medio para obtener la velocidad deseada con una carga concreta. Después de eso, todo cambio de velocidad motivado por un cambio de carga origina un desplazamiento de nivel compensador en la forma de onda de puerta. Así, la señal de realimentación proporciona una corrección sustancial de la velocidad del motor, pese al cambio de carga.

Por supuesto, se apreciará que el sencillo circuito representado en la figura 2.14 sólo es aplicable a motores pequeños como los utilizados en aplicaciones domésticas.

Los motores industriales como el tipo de c.c. en paralelo, en el que el devanado de campo está excitado continuamente, tienen una tensión inducida continua que es proporcional a la velocidad. En estos casos puede captarse la tensión inducida con circuitos más elaborados. La exactitud de la medida de la velocidad así obtenida se sitúa, por lo general, en la región del 2 al 5%. Una exactitud del 1% o incluso mejor se puede conseguir con sistemas tacométricos.

2.5. Circuito de disparo transistorizado

Un típico circuito de disparo, sencillo, de onda completa, se representa en la figura 2.15. El funcionamiento de este circuito es el siguiente.

Cuando la tensión c.c. no filtrada aparece en bornes del diodo regulador *D5* y el divisor de tensión *R2* y *R3*, la base del transistor adquiere un potencial positivo a través del devanado *a-b* del transformador *T* y, por tanto, *TR1* permanece bloqueado. Sin embargo, a través de *R5* pasa una corriente de carga *C1*, lo cual origina que el potencial del emisor se eleve con una constante de tiempo dependiente del ajuste de *R5*. En un momento dado, el emisor se hace más positivo que la base, y *TR1* comienza a conducir. Debido a la realimentación positiva entre la base y el emisor a través del transformador *T*, se produce un efecto acumulativo que provoca rápidamente la saturación de *TR1*. Entonces

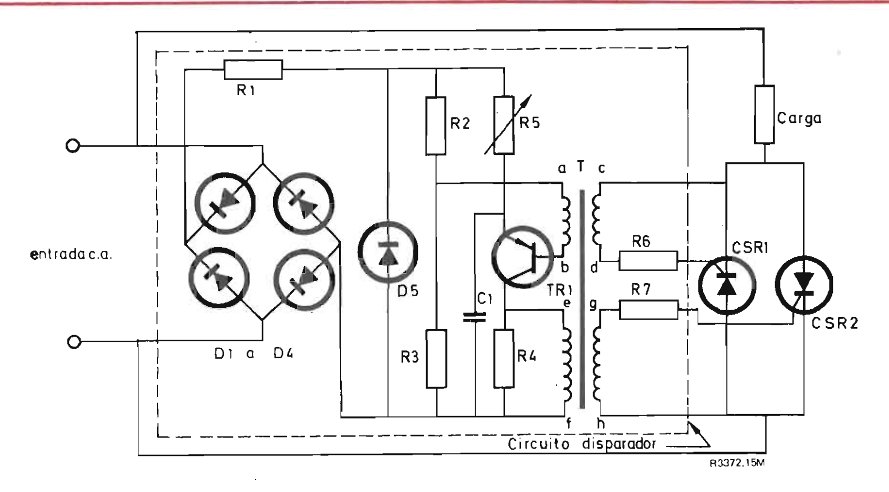


Fig. 2.15. Circuito oscilador de disparo con transistor

C1 se descarga rápidamente a través de *TR1* y el potencial de emisor cae de nuevo por debajo del de la base, lo cual origina el bloqueo de *TR1*. El condensador *C1* comienza de nuevo a cargarse a través de *R5* y todo el ciclo se repite. En las salidas del circuito de disparo, *g* y *d*, hay una serie de impulsos cuyo intervalo viene determinado por el ajuste de *R5*. Este resistor, por tanto, puede controlar el ángulo de disparo de *CSR1* y *CSR2*.

Obsérvese que el circuito de disparo obtiene su alimentación en continua (unos 12 voltios) a partir del rectificador puente *D1* a *D4*. La alimentación no filtrada sincroniza automáticamente el circuito de disparo con la alimentación del tiristor y asegura que, al finalizar cada semiciclo de la red, *C1* esté totalmente descargado y preparado para el comienzo del semiciclo siguiente.

La realimentación entre la carga y el circuito de disparo no se ha incluido en la figura 2.15. Si se requiere una señal de realimentación, se puede aplicar en el emisor de *TR1*.

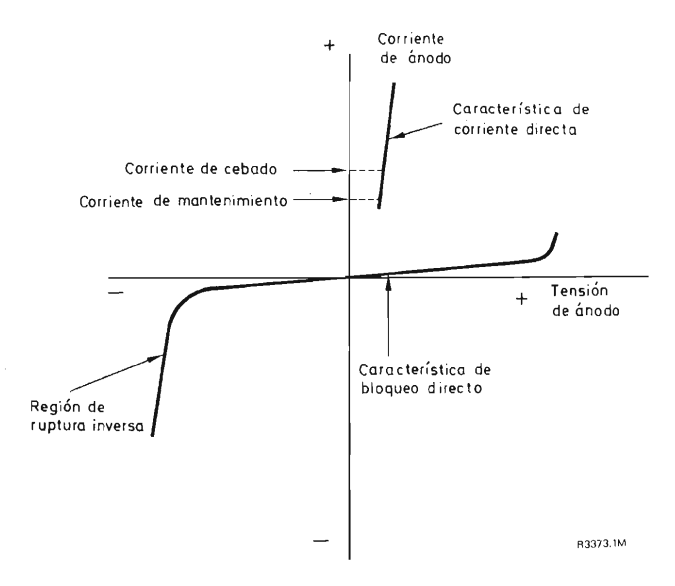


Fig. 3.1. Característica estática

3. VALORES LÍMITE Y CARACTERÍSTICAS

3.1. Característica estática

Las características estáticas de un tiristor son similares en muchos aspectos a las del diodo semiconductor. La figura 3.1 muestra la curva característica de un tiristor tipo.

Si se aplica polarización inversa al tiristor, de modo que el ánodo sea negativo con respecto al cátodo, prácticamente no pasa corriente. Cuando se incrementa la tensión negativa, la corriente de fuga inversa aumenta lentamente, hasta que se produce la ruptura por avalancha. Esta parte de la característica es semejante a la de un diodo semiconductor polarizado en sentido inverso.

Si se aplica polarización directa al tiristor, de modo que el ánodo se haga positivo con respecto al cátodo, y si el tiristor no está disparado y se encuentra, por tanto, en estado de no conducción, la característica es semejante a la que existe con polarización inversa. Una pequeña corriente de fuga fluye en sentido directo, la cual aumenta con la tensión en bornes del tiristor, hasta que finalmente se inicia el cebado por efecto avalancha. Esto tiene lugar a una tensión conocida como la tensión de ruptura en sentido directo (V_{BO}). La tensión en bornes del tiristor cae, entonces, a la tensión de conducción (V_T).

Si se aplica polarización directa al tiristor y éste se dispara para que pase al estado conductor, la característica es semejante a la de un diodo semiconductor polarizado en sentido directo. La corriente que fluye a través del tiristor ha de sobrepasar el valor de la corriente de cebado antes de que desaparezca el impulso de disparo. Si por una razón determinada la corriente de carga crece lentamente (por ejemplo, si la carga es inductiva) y el impulso de disparo desaparece antes de que se haya alcanzado la corriente de cebado, el tiristor dejará de conducir.

Otro valor indicado en las características de la figura 3.1 es la corriente de mantenimiento. Es la corriente mínima que puede fluir a través del tiristor para que se conserve el estado de conducción. Así, para bloquear el tiristor, es decir, para que pase de la conducción directa al estado de no conducción, la corriente de carga ha de disminuir hasta un valor inferior al de la corriente de mantenimiento. Uno de los modos de conseguirlo consiste en anular la tensión positiva en bornes del tiristor. Esto sucede normalmente trabajando con c.a., debido a la alternancia de la tensión de alimentación.

Aunque los tiristores normalmente se ceban con la señal de puerta, existen otros métodos posibles, por ejemplo, sobrepasando la tensión de ruptura en sentido directo (V_{BO}). Un tiristor puede también entrar en conducción si se sobrepasa la velocidad de subida de la tensión de ánodo (dV/dt) admisible. Sin embargo, estos métodos de conmutar al estado de conducción son, por lo general, accidentales o casuales y se han de evitar en un diseño cuidadoso.

3.2. Valores límite del tiristor

Existen muchos valores límite importantes en los tiristores, pero sólo indicaremos los principales, que son los que constan en los catálogos de los productores.

Los tiristores se catalogan por un sistema de máximos absolutos. Dicho sistema exige que el valor indicado no sea sobrepasado ni en las condiciones más desfavorables.

Los símbolos empleados son los usuales para la tensión y la corriente (V, v, I, i) seguidos de subíndices que especifican las condiciones a que corresponden los valores límite. En general, el primer subíndice define si el valor límite es directo o inverso, en conducción o en reposo.

D = estado de reposo (sin conducción)
F = directo (sólo valores de puerta)
R = inverso
T = estado de funcionamiento (en conducción)

El segundo subíndice define si el límite es un valor de trabajo, repetitivo o no repetitivo (transitorio). Son una excepción los valores de puerta en donde el segundo subíndice es G de "gate" (puerta).

W = valor de trabajo
R = valor repetitivo
S = valor no repetitivo (transitorio)

El tercer subíndice es generalmente una M e indica el valor de pico.

3.2.1. Valores límite de la tensión de ánodo

Aunque es usual considerar la tensión de la red de c.a. como una onda sinusoidal perfecta, en la práctica hay varios transitorios (fig. 3.2), algunos de tipo periódico y otros ocasionales. Ciertos transitorios de valor más elevado se pueden eliminar mediante filtros, pero el tiristor se encontrará todavía con tensiones ánodo-cátodo superiores al valor nominal de la red.

Los valores límite importantes de la tensión ánodo-cátodo se indican en la figura 3.2 y más abajo se dan algunas definiciones. En la práctica, se ignora generalmente el valor exacto de los transitorios que se indican en la figura 3.2 y resulta aconsejable dejar un amplio margen de seguridad. Por ejemplo, la V_{RWM} se elige con frecuencia igual al doble del valor de pico de la onda sinusoidal de la red de c.a. Por tanto, si se ha elegido una V_{RWM} apropiada, resultarán automáticamente cubiertos otros valores límite de tensión.

Los valores límite de tensión inversa son:

V_{RWM} El pico de tensión inversa de trabajo (V_{RWM}) es el máximo valor límite de la tensión continua de pico en sentido inverso, prescindiendo de los transitorios. V_{RWM} corresponde al valor negativo de pico de la tensión de alimentación sinusoidal.

V_{RRM} La tensión inversa de pico repetitivo (V_{RRM}) es el valor de pico de los transitorios de tensión en los cuales el pico dura una pequeña parte del tiempo total, por ejemplo 0,1 ms. Con dicha tensión de pico, el dispositivo no entra en conducción, pero el aumento de corriente de fuga que se produce puede ocasionar una disipación considerable en la unión, a menos que se limite la duración de la tensión de pico. V_{RRM} corresponde al valor negativo de pico de los transitorios que se presentan periódicamente.

V_{RSM} La tensión inversa de pico no repetitivo (V_{RSM}) es el valor de pico de transitorios de tensión

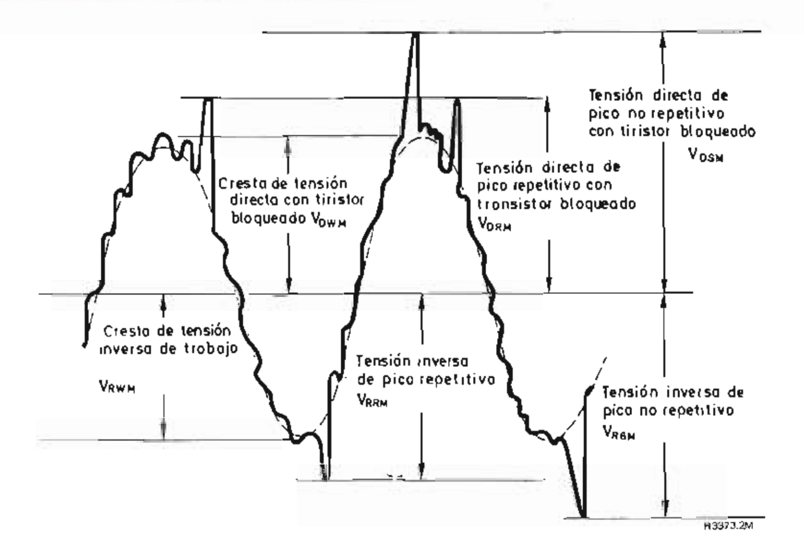


Fig. 3.2. Valores límite de la tensión (tiristor bloqueado)

más largos, que duran hasta 10 ms, pero que no se presentan periódicamente.

Las tensiones directas con tiristor bloqueado correspondientes a V_{RWM}, V_{RRM} y V_{RSM}, son:

V_{DWM} Pico de tensión de trabajo, con el tiristor bloqueado aplicada en sentido directo.

V_{DRM} La tensión de pico repetitivo en sentido directo, con el tiristor bloqueado.

V_{DSM} La tensión de pico no repetitivo aplicada en sentido directo, con el tiristor bloqueado.

Ambos valores, el repetitivo y el no repetitivo, se determinan, en parte, por el límite de tensión que hay que respetar para evitar el paso del tiristor a la zona de avalancha en sentido directo o inverso, y, en parte, por la energía instantánea que puede disiparse en el dispositivo sin un aumento excesivo de la temperatura. Con frecuencia, al sobrepasar estos límites se provoca una conducción por avalancha; el dispositivo no se estropea forzosamente por ello, sin embargo, si se sobrepasa la V_{RSM}, se puede destruir el tiristor.

Otras características y valores límite usuales son:

V_T La tensión en funcionamiento (V_T) es la caída de tensión directa del tiristor. Por lo general, se indica como la tensión que aparece entre el ánodo y el cátodo del tiristor con una corriente y una temperatura de unión determinadas.

dV/dt La característica dV/dt es la velocidad máxima de subida de la tensión ánodo-cátodo que no dispara el tiristor.

3.2.2. *Valores límite de corriente*

Del mismo modo que en el caso de los valores límite de tensión, existen tres tipos de valores límite de corriente: los continuos, los repetitivos y los no repetitivos. El valor límite continuo se expresa mediante dos valores: la corriente media en funcionamiento y la corriente eficaz en funcionamiento (fig. 3.3).

$I_{T(AV)}$ La corriente media de trabajo $I_{T(AV)}$, es el valor máximo de corriente media que puede pasar a través del tiristor; depende sobre todo del radiador que se usa. La temperatura de la base de la cápsula T_{mb}, que constituye una medida de la influencia del radiador, ha de estar, por tanto, determinada. La corriente también depende del ángulo de conducción del tiristor. El valor límite de la corriente se establece en base a la máxima temperatura admisible en la unión del dispositivo.
Sin embargo, para el diseñador, este valor sólo es de escasa utilidad, y se utilizan curvas de diseño que muestran la variación de este límite de corriente en función de diversos parámetros.

$I_{T(RMS)}$ La corriente eficaz de trabajo $I_{T(RMS)}$ es el máximo valor eficaz de la corriente que puede suministrar el tiristor. Es un parámetro importante cuando los ángulos de conducción son pequeños, en cuyo caso la corriente eficaz puede ser un valor límite antes que la

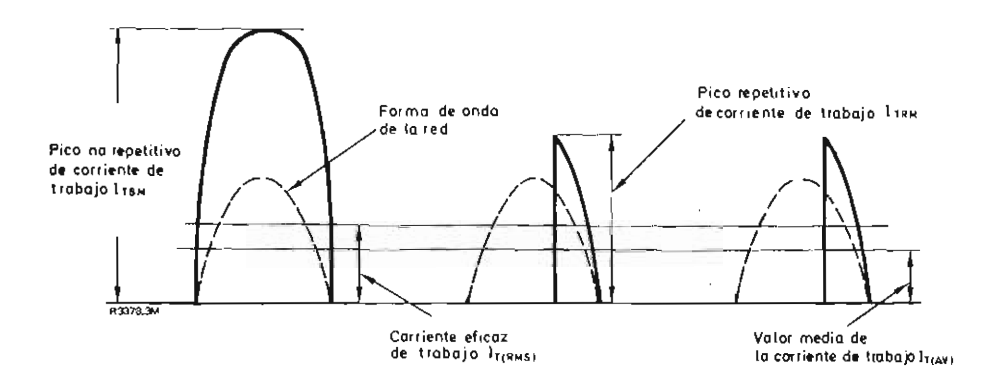


Fig. 3.3. Valores límite de la corriente

corriente media, y cuando el dispositivo se usa para controlar la corriente alterna.

I_{TRM} El pico repetitivo de corriente de trabajo I_{TRM} es la corriente de pico que puede circular en cada ciclo, con tal que no se exceda el valor límite de la corriente media y de la eficaz.

I_{TSM} El pico no repetitivo de corriente de trabajo, I_{TSM}, es la corriente de pico que puede circular en cada semiciclo y que permite que el dispositivo funcione correctamente durante los ciclos siguientes. Este valor límite se emplea para la elección de fusibles.

di/dt La especificación *di/dt* de un tiristor indica la velocidad máxima de subida de la corriente, cuando el tiristor está disparado, que no causará una desigual distribución, con el resultado de puntos calientes en las uniones del dispositivo. Si la velocidad de subida de la corriente es mayor que el valor admisible, se ha de limitar por medio de una inductancia en serie en el circuito.

3.2.3. Valores límite de la temperatura

Como en todos los dispositivos semiconductores, existe un límite superior de la temperatura en la unión, hasta el cual un tiristor funcionará correctamente. Por supuesto, la temperatura de la unión no se puede medir directamente, por lo cual el fabricante publica un grupo de curvas similares al de la figura 3.4. A partir de dichas curvas, el usuario puede determinar la resistencia térmica del radiador que es necesaria para cada aplicación especial. (P_{TOT}máx es la potencia máxima que se puede disipar en el tiristor.) Por ejemplo, en el dispositivo concreto de la figura, si $I_{T(AV)}$ es igual a 4 amperios, el ángulo de conducción de 180° y el radiador tiene una resistencia térmica de 8 °C/W, la máxima temperatura ambiente tolerable (T_{amb}) será de 25 °C. Este cálculo se indica por las líneas a trazos de la figura 3.4.

3.2.4. Características y valores límite de puerta

Varias características y valores límite de puerta se especifican en las hojas de características; a continuación indicamos algunas.

P_G La máxima potencia media tolerable, para evitar que se caliente en exceso la unión puerta-cátodo.

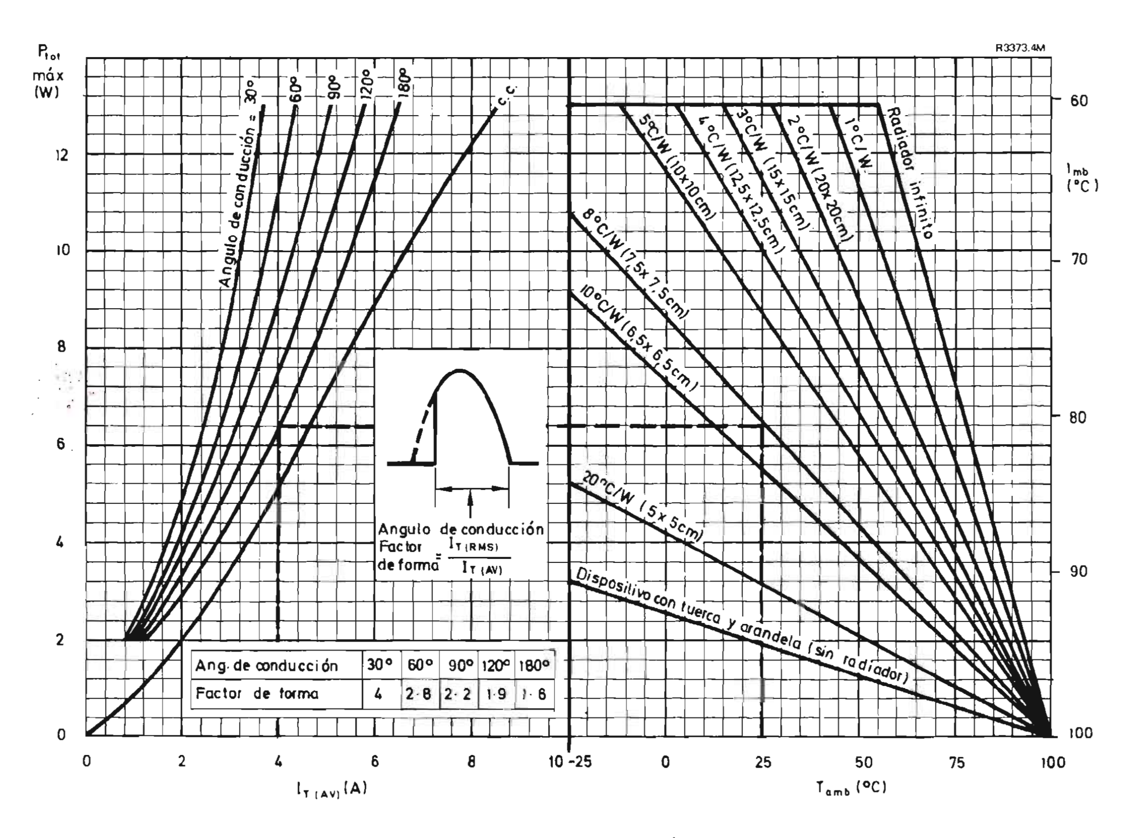
P_{GM} Máximo pico de potencia en la puerta.

I_{GT} Mínima corriente instantánea de disparo necesaria para iniciar el funcionamiento a una temperatura determinada.

V_{GT} Mínima tensión de disparo instantánea para iniciar el funcionamiento.

V_{GD} Máxima tensión de puerta continua que no cebará el tiristor.

La figura 3.5 muestra una típica curva característica de puerta. Se puede observar que hay dos curvas extremas (señaladas con línea continua) entre las cua-



Ang. de conducción	30°	60°	90°	120°	180°
Factor de forma	4	2·8	2·2	1·9	1·6

Fig. 3.4. Consideraciones térmicas

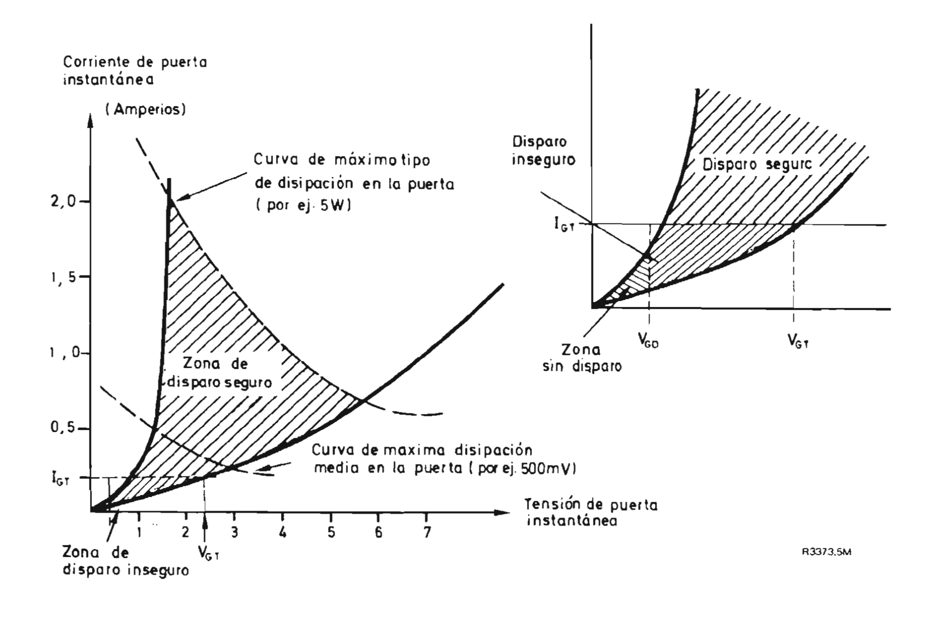


Fig. 3.5. Características de puerta

les se supone que se encontrarán todos los tiristores de idéntico tipo. Se incluyen dos curvas a trazos para indicar la máxima disipación media y el máximo pico de potencia en la puerta. La zona cubierta por rayas más separadas indica el margen de tensiones y corrientes instantáneas de disparo que producirán con seguridad el cebado, mientras que las zonas cubiertas por rayas más juntas son regiones en donde nunca se puede asegurar el disparo. Se observará que la extensión de esas zonas depende de la temperatura. Es interesante notar que el máximo valor límite de puerta de los tiristores grandes no difiere mucho del de los pequeños.

4. EL DIAC, EL TRIAC Y EL CONMUTADOR CONTROLADO DE SILICIO

4.1. El diac

El tiristor diodo bidireccional, normalmente conocido con la denominación diac, es un dispositivo de disparo bidireccional. Su funcionamiento resulta fácil de explicar si se considera inicialmente que consiste en dos diodos opuestos, conectados en serie, como se representa en la figura 4.1.

Si se aplica una tensión positiva al terminal *A*, el diodo *D1* se polariza en sentido directo, el diodo *D2* en sentido inverso, y sólo circula una corriente muy pequeña por el dispositivo. Si se aumenta la tensión en bornes del dispositivo, dicha corriente aumentará muy ligeramente siguiendo la curva *OP*.

En el punto *P*, la tensión es lo bastante elevada para provocar la avalancha del dispositivo, y el diac muestra una resistencia negativa, representada por la pendiente de la curva *PQ*. En esa región de resistencia negativa, la corriente aumenta rápidamente y la tensión en bornes del dispositivo cae a un valor de funcionamiento más bajo. El diac entonces conduce. Si se aplica una tensión positiva en el terminal *B* (fig. 4.1), la relación entre corriente y tensión es la representada por la curva *OP'Q'*. Esta característica es básicamente el reflejo de la curva *OPQ*.

El diac está concebido para usarlo en circuitos económicos de disparo de tiristores y triacs. La figura 4.2 representa la utilización de un diac para disparar un tiristor. La principal ventaja de ese circuito consiste en el ahorro de espacio y costo debido a que se necesitan pocos componentes y además son de precio reducido. Resulta adecuado en muchos controles de velocidad de

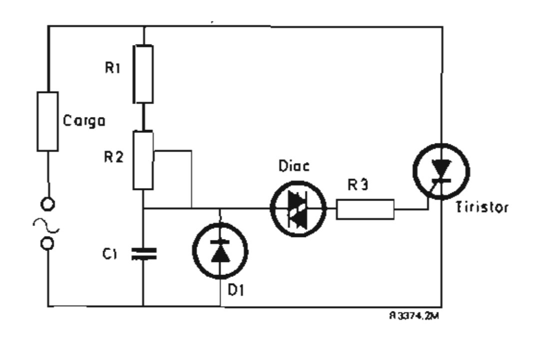


Fig. 4.2. Circuito de control simple disparado con diac

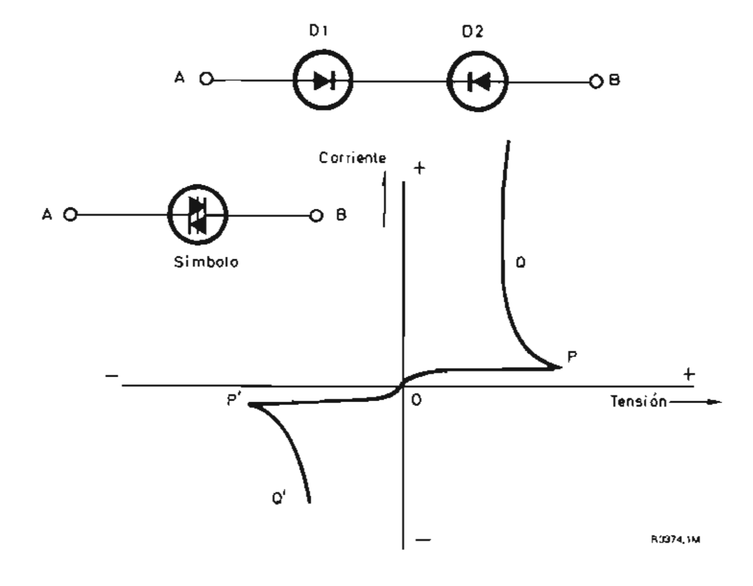


Fig. 4.1. Diac, característica y símbolo

pequeños motores empleados en aplicaciones domésticas, en los que dicha velocidad no resulta demasiado crítica. Un dispositivo típico para estas aplicaciones puede tener una V_{BO} de unos 30 voltios y una I_{TRM} de 2 amperios.

Los impulsos de disparo se obtienen a partir del circuito de alimentación principal a través de la cadena *R1*, *R2* y *C1*, pero la puerta del tiristor está aislada de dichos impulsos por un diac hasta que el diac conduce. El condensador *C1* se carga a través de los resistores *R1* y *R2* en los semiciclos positivos de la red, y cuando el potencial en bornes de *C1* sobrepasa la tensión de ruptura del diac, éste conduce. La corriente que entonces fluye hacia la puerta del tiristor lo dispara y le hace conducir.

El instante del disparo es controlado por el resistor variable *R2*, el cual, con *R1*, gobierna la velocidad a la que *C1* se carga. Para ángulos de conducción grandes, el diac ha de ser disparado al principio de cada semiciclo positivo. El condensador se ha de cargar, pues, rápidamente, de modo que *R2* ha de ajustarse a un valor bajo. (La mínima resistencia de carga es *R1*, de modo que el valor de dicho resistor regula el máximo ángulo de conducción del tiristor.) El aumento de *R2* reducirá el ángulo de conducción del tiristor, lo cual, a su vez, reducirá la potencia aplicada a la carga.

El pequeño diodo *D1* impide la corriente inversa a través de la puerta del tiristor y asegura, por tanto, un disparo estable al descargarse *C1* durante cada semiciclo negativo. El resistor *R3* limita la corriente de puerta de pico a un nivel seguro.

4.2. El triac

Un triac, o tiristor triodo bidireccional, es un dispositivo que se puede usar para dejar pasar o bloquear la corriente en ambos sentidos. Se puede considerar, pues, como dos tiristores conectados juntos en montaje antiparalelo, pero con un electrodo de puerta común. A diferencia del tiristor, el triac puede ser disparado tanto con impulsos positivos en la puerta, como con impulsos negativos.

En general, el triac se puede utilizar en aplicaciones en que debería usarse un par de tiristores montados en antiparalelo; es decir, como un circuito regulador de c.a. con control total. El triac presenta claras ventajas en relación con el circuito de control equivalente con tiristores. En especial, el diseño del radiador está simplificado, pues sólo hay un dispositivo y el circuito de disparo es más simple que el empleado con el tiristor. Sin embargo, su aplicación está limitada a los circuitos de control de c.a. con control total y no se puede emplear para salidas de c.c. ni en circuitos de control de c.a. en que se necesiten conexiones comunes de ánodo o cátodo.

Otro factor que limita su empleo es que no se puede bloquear siempre como un tiristor normal por medio de una rápida inversión de la alimentación. Si se hiciera así, la corriente de recuperación del dispositivo lo conmutaría en sentido opuesto. Para garantizar la reducción de la corriente por debajo de su valor de mantenimiento, la tensión de alimentación se ha de reducir a cero y mantenerla así el tiempo suficiente para permitir la recombinación de toda la carga almacenada. En muchas aplicaciones, sin embargo, la alimentación es la red de 50 Hz y la velocidad de cambio de la tensión cerca del punto cero da una conmutación apropiada.

La figura 4.3 representa el montaje y el símbolo de un triac. Aunque su verdadera estructura se puede ver mejor en una figura tridimensional, el esquema bidimensional resulta suficiente para una exposición sencilla. Como se puede ver, el triac tiene dos terminales principales *MT1* y *MT2* y una única puerta.

Las figuras 4.4 y 4.5 representan cómo puede hacerse circular corriente entre los terminales principales en ambos sentidos, con una tensión de puerta que es positiva o negativa con respecto a *MT1*. El sentido de la corriente principal depende sólo de la polaridad de la tensión aplicada entre *MT1* y *MT2*. En cada caso el flujo de corriente de puerta inicia un efecto acumulativo parecido al descrito para el tiristor normal en el capítulo 1.

4.2.1. Característica estática del triac

Puesto que el triac se puede considerar como un par de tiristores montados en antiparalelo, según hemos expuesto, la característica tensión/corriente del triac se parece a la del tiristor. La característica estática de un triac típico es la de la figura 4.6; se puede observar que está formada por las partes positivas de dos características de tiristor.

Si el terminal 1 del triac es positivo con respecto al terminal 2, el triac trabaja en el cuadrante I de los ejes de coordenadas. Si el triac no está disparado, la característica es semejante a la de bloqueo directo de un tiristor. En cuanto la tensión en bornes del triac aumenta, se alcanza la tensión de ruptura en la que el triac entra en avalancha y se ceba. La característica de conducción de un triac es similar a la de un diodo semiconductor: un pequeño incremento de tensión ocasiona un gran aumento de la corriente. El triac seguirá la característica de conducción cuando ha sido disparado, si la corriente a través del dispositivo es mayor que el valor de corriente de cebado.

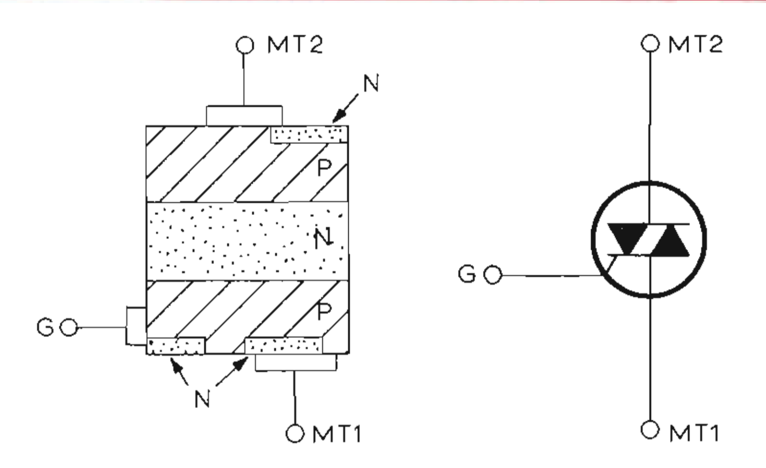


Fig. 4.3. Triac, constitución esquemática y símbolo

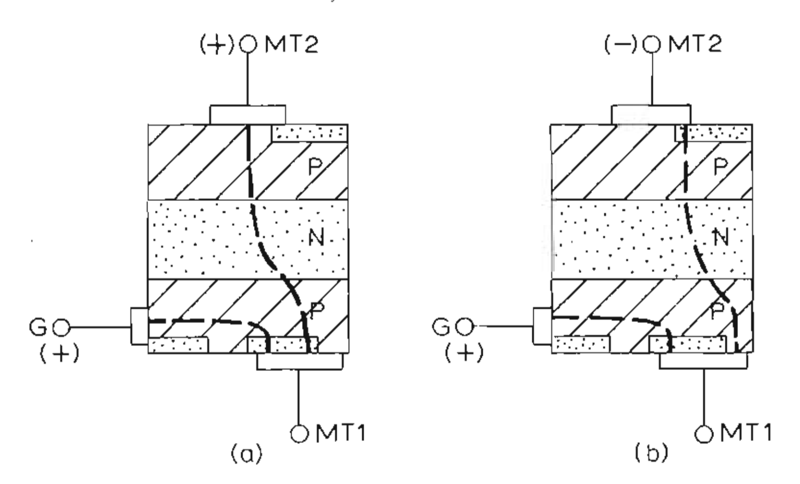


Fig. 4.4. Triac con puerta positiva

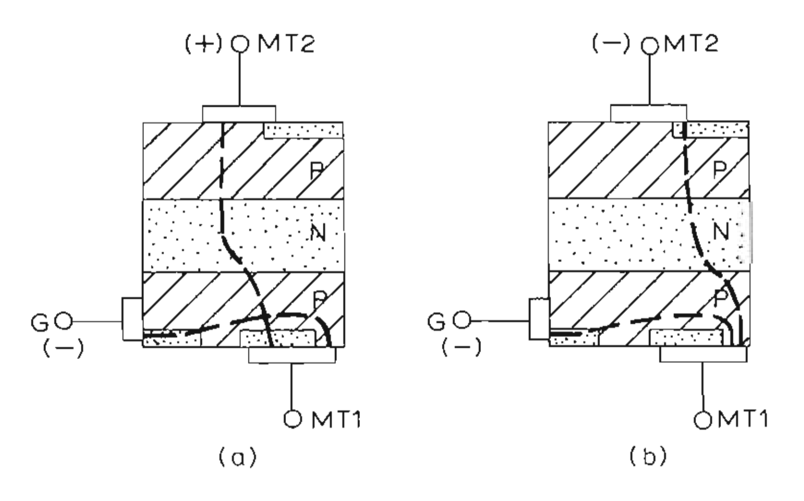


Fig. 4.5. Triac con puerta negativa

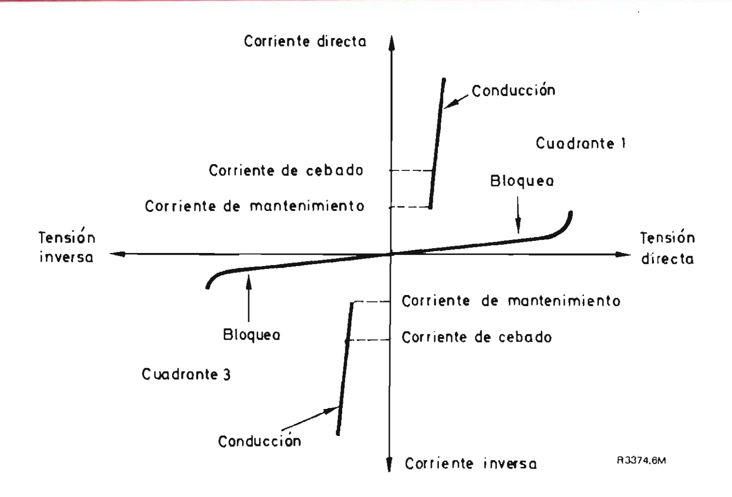


Fig. 4.6. Triac, característica estática

Cuando el triac trabaja con el terminal 2 positivo con respecto al terminal 1, funciona en el tercer cuadrante de los ejes de coordenadas. Las características de bloqueo y de funcionamiento son parecidas a las del primer cuadrante, pero con polaridad inversa. Como ya se ha dicho, el triac puede ser disparado en ambos cuadrantes, en el primero y en el tercero, por un impulso, tanto negativo como positivo, en la puerta.

El triac, igual que el tiristor, tiene también un valor de corriente de mantenimiento por debajo del cual no puede mantener la conducción.

4.2.2. Simple circuito de control con triac

El circuito representado en la figura 4.7 utiliza una simple red RC conectada a través del triac con la puerta aislada por el diac. En el semiciclo positivo de la red, cuando la tensión en el condensador alcanza el punto de ruptura del diac (típicamente, unos 30 V), éste conduce bruscamente y el condensador se descarga en la puerta del triac. El triac se dispara y circula corriente por la carga. Un procedimiento similar tiene lugar durante el semiciclo negativo de la red.

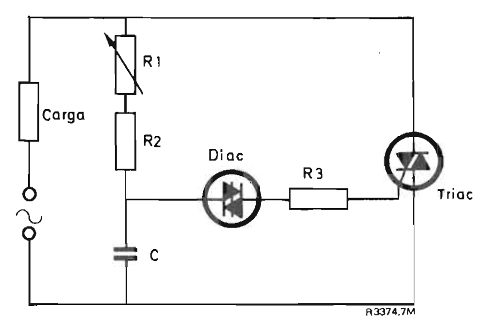


Fig. 4.7. Circuito de control por triac, disparado con diac

La velocidad de carga del condensador la determinan su capacidad y el valor del resistor variable, por tanto el punto para el cual la tensión del condensador iguala la tensión de ruptura del diac puede variar dentro del semiciclo. Así, el valor medio de la corriente en la carga (determinado por el ángulo de conducción) se puede variar mediante el resistor variable.

4.3. El conmutador controlado de silicio

Existen distintos tipos de conmutadores controlados de silicio (SCS) concebidos para una gran variedad de aplicaciones. El símbolo de SCS y el esquema del montaje (fig. 4.8) sugieren que el funcionamiento es como el de un tiristor con una puerta adicional. El dispositivo se puede emplear igual que un tiristor, pero puede desempeñar también otras funciones. El conmutador controlado de silicio se emplea muchas veces como un tiristor cuando se requiere una facilidad adicional de disparo a partir de un impulso de puerta negativo. El SCS puede ser disparado siempre por un impulso positivo aplicado a la puerta de cátodo (como en un tiristor normal) o por un impulso negativo aplicado a la puerta de ánodo. La otra diferencia importante entre el SCS y el tiristor normal es que se puede bloquear aplicando impulsos a su puerta.

El conmutador controlado de silicio se emplea, por lo general, como elemento de conmutación rápida en circuitos de excitación de tiristores y tubos indicadores numéricos.

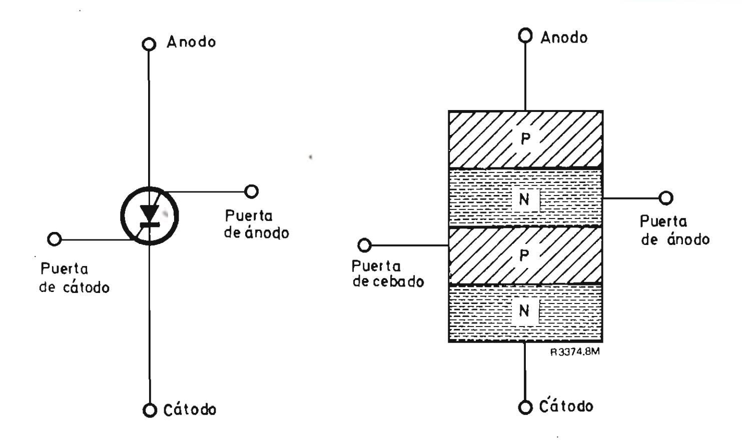


Fig. 4.8. Conmutador controlado de silicio

5. FABRICACIÓN

Los dos métodos empleados comúnmente para la producción de tiristores son la técnica de aleación difusa y la técnica de doble difusión. El método de la aleación difusa se ha empleado desde el comienzo de los tiristores y se continúa empleando ampliamente hoy en día. Sin embargo, el método de doble difusión presenta varias ventajas y se cree que sustituirá a la técnica de aleación difusa en la mayoría de los casos. En este capítulo sólo se exponen las líneas básicas de tales técnicas. Hay que notar que los dibujos de este capítulo no se han realizado a escala; algunas zonas se han exagerado con el fin de conseguir mayor claridad.

5.1. Tipo aleación difusa

5.1.1. Láminas de silicio tipo N

Existen varios materiales apropiados para fabricar dispositivos semiconductores, pero para tiristores y otros dispositivos de potencia se escoge siempre el silicio. Se obtiene una barra monocristalina de tipo N a partir de material policristalino por el método de la zona fundida en vertical (proceso Kekc) o por tiraje de cristal en un aparato Czokralski, por ejemplo.

El dopado de tipo N se obtiene incorporando un elemento pentavalente, generalmente fósforo, durante el proceso de formación del monocristal. El elemento contaminante se añade en estado gaseoso como tricloruro de fósforo o fosfamina. La barra de tipo N se corta en láminas del espesor deseado.

La densidad de dopado de la zona de base *N2* (fig. 5.1) determina la tensión nominal de ruptura por avalancha del tiristor. El material muy dopado se emplea cuando se requieren dispositivos de baja tensión. Para tiristores de tensión elevada se elige material ligeramente dopado. El grado de dopado, por supuesto, lo indica la resistividad eléctrica del silicio. Para un diodo regulador de tensión de 5 voltios se emplea material de resistencia baja, de unos 20 miliohmios-centímetro. Para tiristores y diodos que tengan una tensión de ruptura del orden de los 1500 voltios se ha de elegir silicio de alta resistividad, de unos 50 ohmios-centímetro.

El espesor total de la lámina determina el espesor final de la capa básica *N2*. Esta capa ha de ser lo bastante gruesa como para asegurar que, en condiciones de polarización inversa, por ejemplo (*K* con respecto a *A*), la zona de agotamiento en la unión *P1-N2* no será tan ancha que perfore *N2* hasta *P2*, con una tensión más baja que la de avalancha deseada. Un dispositivo con una tensión de ruptura inversa de 900 voltios, por ejemplo, requerirá un espesor mínimo en *N2* de 100 micrómetros de silicio de 25 ohmios-centímetro.

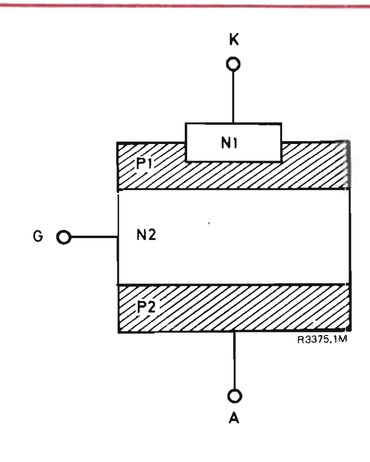


Fig. 5.1. Estructura básica

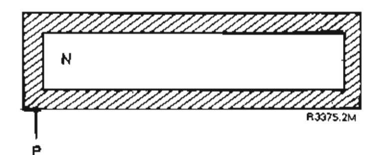


Fig. 5.2. Lámina difundida

Sin embargo, la lámina tampoco ha de ser demasiado gruesa, a fin de obtener una buena sensibilidad de puerta y una baja caída de tensión directa; *N2* ha de ser lo más delgada posible.

5.1.2. Difusión

Cada lámina de silicio de tipo N se somete luego a la difusión de un elemento trivalente, como el galio. La difusión de los átomos de galio en la superficie de la lámina da por resultado una estructura PNP (fig. 5.2). Esto es debido a que la concentración de átomos aceptadores en la capa externa es suficiente para sobredopar el material original de tipo N.

La figura 5.3 representa el método de difusión en tubo cerrado. Las láminas de tipo N y un trozo de galio sobre un bloque de silicio están situados en un tubo de cuarzo. El extremo abierto del tubo está unido a un sistema de vacío y se extrae el aire. Luego, se introduce un gas inerte y el extremo abierto queda sellado con un tapón de cuarzo. El tubo se introduce en un horno de temperatura elevada y se regula el gradiente de temperatura de modo que las láminas de silicio estén a 1250 °C y el galio a 1050 °C. El galio emite vapor que remonta el gradiente positivo de temperatura hasta llegar a las láminas de silicio en cuyo interior se difunde.

5.1.3. Plaquitas PNP

Las láminas PNP se cortan luego con un instrumento grabador ultrasónico en un cierto número de plaquitas redondas del diámetro necesario (fig. 5.4). El diámetro de las plaquitas se elige en base a la corriente que deberá circular por el dispositivo final. En general, cuanto mayor es la corriente tanto mayor es el diámetro de la plaquita. En dispositivos de tensión elevada, la resistencia de la región N es elevada y para obtener una corriente nominal intensa se necesita una lámina de gran diámetro. En los dispositivos mayores, el diámetro puede ser de 2,5 centímetros o más.

Las dimensiones indicadas en la figura 5.4 son las de un dispositivo de 1000 voltios y 15 amperios.

5.1.4. Aleación del contacto de ánodo

Antes de elaborar la segunda región N para completar la estructura NPNP, se realiza un contacto óhmico en una de las caras de la plaquita PNP. Éste será el contacto de ánodo del dispositivo. Para asegurar que esta cara continúa siendo de tipo P, el contacto se efectúa utilizando soldadura de aluminio (el aluminio es triva-

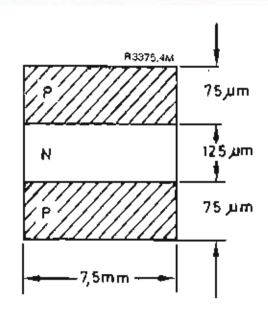


Fig. 5.4. Plaquita PNP

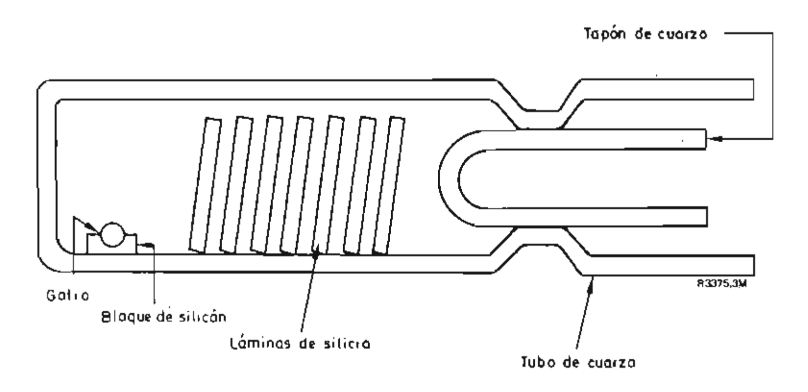


Fig. 5.3. Difusión en tubo cerrado

lente). La plaquita PNP y un disco de molibdeno o tungsteno (fig. 5.5) se calientan en un horno, lo cual da por resultado la estructura que se representa en la figura 5.6. Se ha de advertir que la utilización de soldadura de aluminio da lugar a una región P^+. La cara expuesta del molibdeno se ha chapado en oro previamente a fin de facilitar su soldadura a un radiador de cobre (lo cual se efectúa en un estado ulterior de la fabricación).

Se puede preguntar por qué no puede soldarse directamente la plaquita al radiador de cobre. La razón es que el cobre y el silicio tienen coeficientes de dilatación muy distintos, y por tanto una capa de contacto cobre-silicio estaría sometida a elevadas tensiones mecánicas debidas a los cambios de temperatura. Estas tensiones podrían romper la plaquita de silicio. De ahí que, para evitar tales efectos de la dilatación térmica, el silicio se suelde primero con molibdeno o tungsteno, pues ambos tienen un coeficiente de dilatación similar al del silicio.

5.1.5. Biselado

Una vez se ha soldado la plaquita PNP a su disco de molibdeno o tungsteno, se puede manejar adecuadamente durante el proceso de biselado que se expone a continuación. Durante esta operación, los extremos de la lámina de silicio PNP se biselan para asegurar que cuando se presente la avalancha, ésta se produzca en el interior del material y no en los bordes. Lo mejor es un doble biselado (fig. 5.7*b*); cada unión PN tiene su propio bisel, con un ángulo que se adapta a sus características. Sin embargo, en tipos de baja tensión, que tengan una tensión de ruptura inferior a los 800 voltios, resulta admisible un compromiso con bisel único (fig. 5.7*a*).

5.1.6. Aleación de cátodo

A continuación se forma la segunda región de tipo N por un proceso de aleación similar al de formación del contacto de ánodo. Una delgada aleación de oro-antimonio, con un espesor típico de 50 micrómetros, y un disco de refuerzo de molibdeno (fig. 5.8) se calientan en un horno junto con la plaquita de silicio.

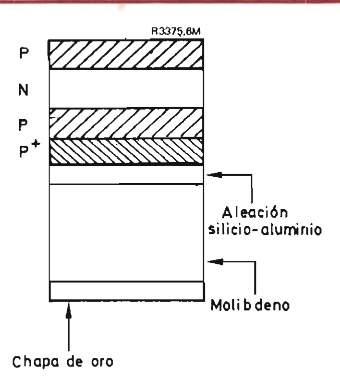


Fig. 5.6. Contacto de ánodo (ii)

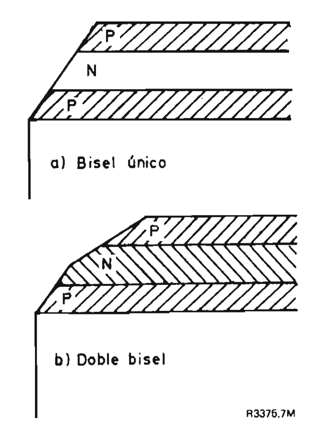


Fig. 5.7. Biselado

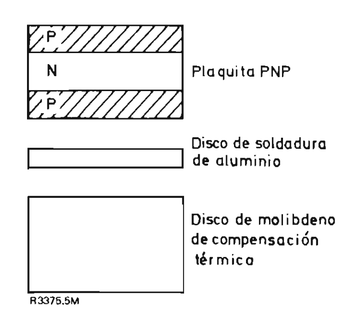


Fig. 5.5. Contacto de ánodo (i)

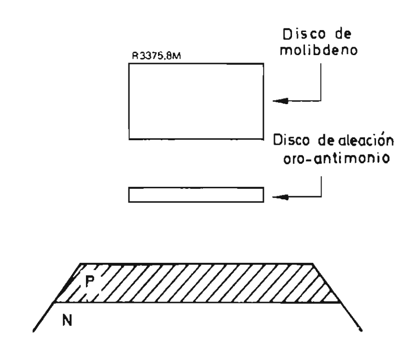
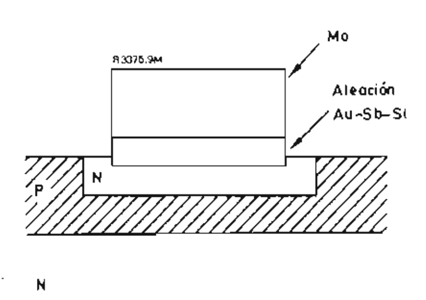


Fig. 5.8. Aleación de cátodo (i)

La estructura resultante es la representada en la figura 5.9. El oro-antimonio forma una aleación con el silicio y el antimonio (pentavalente) sobredopa una zona del material original de tipo P, dando lugar a la región de cátodo de tipo N.

La distancia a la que penetra la aleación de antimonio en el silicio es de vital importancia, puesto que controla la anchura de P del transistor NPN superior (en el esquema equivalente de dos transistores). Si esa anchura es excesiva, la sensibilidad de puerta del dispositivo será escasa; si es demasiado estrecha, la sensibilidad de puerta será excesiva y tendrá tendencia a dispararse de modo espurio.



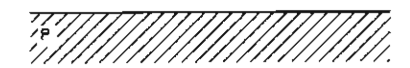


Fig. 5.9. Aleación de cátodo (ii)

5.1.7. Conexión de puerta

El hilo de puerta se suelda o se une ultrasónicamente a la cara superior de tipo P de la placa (fig. 5.10). La conexión ha de ser una unión no-rectificadora, por lo que normalmente se emplea hilo de aluminio (trivalente).

El dispositivo entonces se ataca con ácido para limpiar las uniones PN expuestas; éstas se recubren luego con laca protectora que protege la superficie de contaminaciones y también evita, en dispositivos de alta tensión, que los fuertes campos eléctricos superficiales provoquen descargas en el nitrógeno que rodea al dispositivo dentro de la cápsula.

El dispositivo se somete después a diversas pruebas, y luego pasa a las fases de montaje y encapsulado.

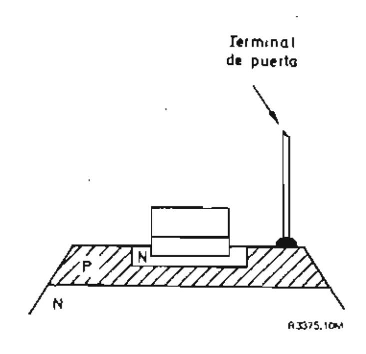


Fig. 5.10. Conexión de puerta

5.1.8. Montaje

El dispositivo se fija con soldadura dura sobre un substrato de elevada conductividad térmica, generalmente cobre. Normalmente, el substrato tiene la forma de un perno con un anillo hexagonal de acero soldado en él (fig. 5.11). El substrato en forma de perno permite atornillar el dispositivo en un radiador. Al mismo tiempo, se suelda al disco superior de molibdeno un casquillo de cobre, unido previamente a un terminal de cátodo de cobre trenzado. La soldadura dura empleada es una aleación de oro-estaño. La placa se recubre entonces con una capa protectora de goma de silicona.

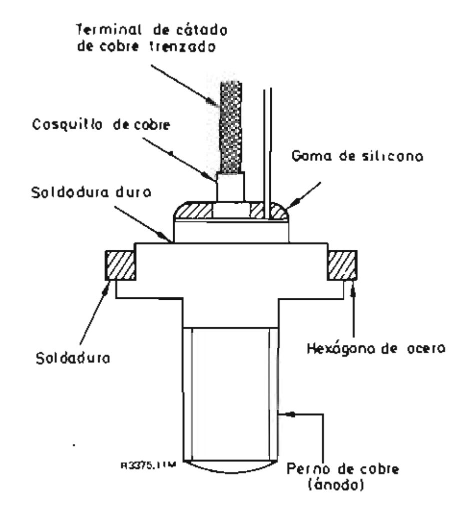


Fig. 5.11. Montaje

5.1.9. Encapsulado

Se coloca una cubierta superior encima del substrato; el terminal de puerta se ensarta a través de su tubo, y el casquillo del terminal de cátodo se inserta en su tubo de cobre, más grueso (fig. 5.12). Se introducen filtros

moleculares preactivados y se suelda la tapa superior al hexágono de acero del substrato. Se remacha el tubo de cobre del cátodo y el tubo de puerta Nilo se remacha y se suelda. El encapsulado se efectúa en atmósfera de nitrógeno que se deseca por los filtros moleculares, lo cual asegura la estabilidad del dispositivo.

El dispositivo se prueba totalmente y luego se recubre con una capa de níquel; se marcan los números de su tipo, y se colocan cables de conexión externos en donde sea necesario. La figura 1 del apartado 1 reproduce varios dispositivos encapsulados.

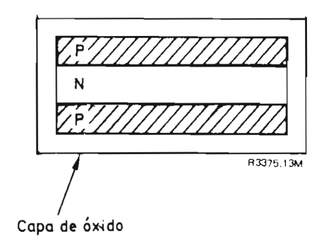


Fig. 5.13. Lámina oxidada

5.2. Tiristores de doble difusión

La técnica de doble difusión se basa en el proceso planar ampliamente utilizado en transistores y otros dispositivos.

5.2.1. Plaquitas PNP

El proceso de producción hasta la primera difusión y el corte de las plaquitas es idéntico al empleado en los tipos de aleación difusa. Sin embargo, cuando se trata de producir la segunda región N por difusión, se han de proteger las partes del silicio en que no se desea la difusión.

5.2.2. Protección

Se emplea una capa de dióxido de silicio de 1 micrómetro, aproximadamente, de espesor, que recubre toda la placa (fig. 5.13). Esta capa se obtiene calentando la placa PNP, en atmósfera de oxígeno, en un horno de difusión.

5.2.3. Apertura de ventanas

El óxido, luego, se ha de eliminar de las zonas en que se ha de difundir la región de tipo N. La "ventana" se puede cortar utilizando las mismas técnicas fotográficas empleadas para los transistores planar. Sin embargo, para tiristores grandes, generalmente se emplea el método

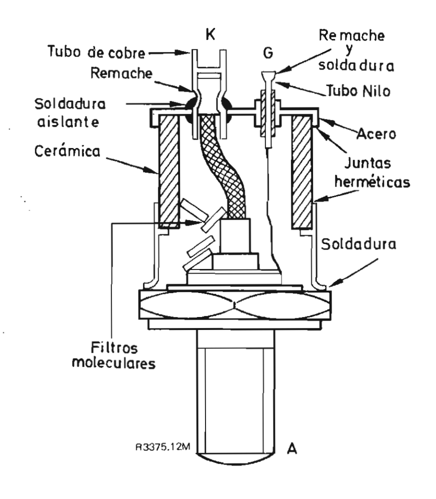




Fig. 5.12. Encapsulado

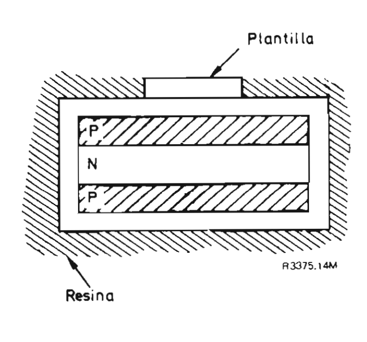


Fig. 5.14. Apertura de la ventana (i)

de resina y plantilla (fig. 5.14). Se coloca sobre la placa oxidada una plantilla que cubre la zona en que se ha de efectuar la difusión, y se pulveriza la placa con resina. Luego se quita la plantilla de modo que quede al descubierto el óxido en la zona de difusión adecuada.

Después se introduce la plaquita en ácido fluorhídrico que elimina sólo el óxido expuesto, pero no reacciona con la resina. Se quita ésta y la plaquita queda preparada para la difusión (fig. 5.15).

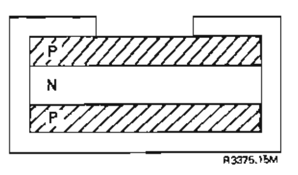


Fig. 5.15. Apertura de la ventana (ii)

5.2.4. *Difusión*

Se coloca la plaquita en un horno y se la somete a la difusión de un elemento pentavalente, por lo general fósforo en estado gaseoso, formándose una región N localizada, tal como indica la figura 5.16. Durante la difusión, se forma una capa de cristal fosfosilicato sobre la plaquita, capa que se ha de eliminar. La plaquita final, difundida, se representa en la figura 5.17.

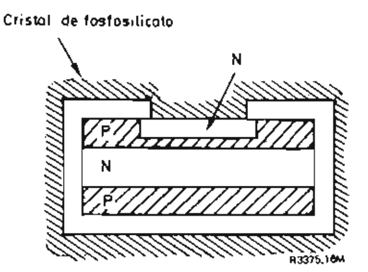


Fig. 5.16. Plaquita después de la difusión

5.2.5. *Conexiones y encapsulado*

Un método usualmente empleado para conectar los electrodos del dispositivo de doble difusión consiste, en primer lugar, en recubrir con una capa de níquel, por procedimiento no electrolítico, las zonas de contacto requeridas y soldar luego en ellas placas adecuadas de molibdeno o tungsteno para compensación térmica. También existen otros métodos. El proceso de encapsulado es esencialmente el mismo que el de los dispositivos de aleación difusa.

Téngase en cuenta que aquí sólo se han podido exponer los fundamentos de las técnicas comúnmente empleadas en la producción de tiristores y que la tecnología que se requiere es mucho más compleja.

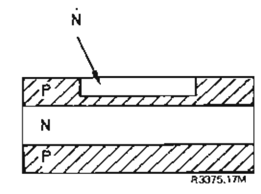


Fig. 5.17. Plaquita difundida

TIRISTORES

			Media onda	Puente	Puente trifásico	Antiparalelo
CIRCUITO						
FORMAS DE ONDA						
Tensión transformador, valor eficaz	$V_{tr\,RMS} = V_{O\,AV}$	X	2,22	1,11	0,428	
Tensión de salida, valor medio	$V_{O\,AV} = V_{tr\,RMS}$	X	0,45	0,90	2,34	
Tensión de salida, valor eficaz	$V_{O\,RMS} = V_{O\,AV}$	X	1,57	1,11	1,00	
Tensión de salida, valor de cresta	$V_{O\,M} = V_{O\,RMS}$	X	2,00	1,41	1,05	$V_{O\,M} = V_{O\,RMS}$ X 1,41
	$V_{O\,M} = V_{O\,AV}$	X	3,14	1,57	1,05	
Tensión inversa de trabajo, valor de cresta	$V_{RWM} = V_{O\,AV}$	X	3,14	1,57	1,05	$V_{RWM} : V_{tr\,M} \leqq 1$
Ondulación	$w = V_{w\,RMS} : V_{O\,AV}$	=	121 %	48 %	4,2 %	
Corriente de tiristor, valor medio	$I_{T\,AV} = I_{O\,AV}$	X	1	0,5	0,33	
Corriente de tiristor, valor eficaz	$I_{T\,RMS} = I_{O\,AV}$	X	1,57	0,785	0,577	
Corriente de tiristor, valor de cresta	$I_{T\,M} = I_{O\,RMS} : I_{O\,AV}$	X	3,14	1,57	1,05	
Factores de forma	$F_O = I_{O\,RMS} : I_{O\,AV}$	=	1,57	1,11	1	
	$F_T = I_{T\,RMS} : I_{T\,AV}$	=	1,57	1,57	1,73	
Corriente de salida, valor eficaz	$I_{O\,RMS} = I_{T\,AV}$	X	1,57	2,22	3	$I_{O\,RMS} = I_{T\,AV}$ X 2,22

Todos los datos se refieren a control total.

REVISTA Ro Miniwatt

Vol. 11-Núm. 9 OCTUBRE 1972 25 Ptas.



DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS
AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Linear Integrated Circuits
General

Part 6 Digital integrated circuits
General
DTL (FC family) TTL (GJ family)
DTL/HNIL (FZ family) CML (GH family)
TTL (FJ family) MOS (FD family)

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

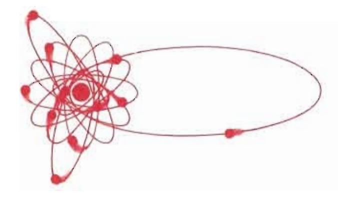
Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronons motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.



Publicación de aplicaciones electrónicas

Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

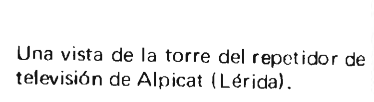
SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

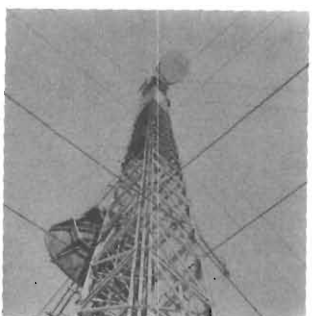
*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona







Una vista de la torre del repetidor de televisión de Alpicat (Lérida).

ÍNDICE

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

10. Aplicación en cargadores de baterías

En este artículo se continúa la serie publicada en anteriores números de la Revista Miniwatt. El último publicado —9. Circuitos rectificadores— apareció en el número 5 del volumen 10. En el presente artículo se estudia el funcionamiento y diseño de cargadores de baterías en los que no se emplean dispositivos reguladores de corriente y/o tensión.

10.1 INTRODUCCION

Estos sencillos cargadores son adecuados para aplicaciones de tipo general. Sin embargo debe tenerse en cuenta que el período de carga es relativamente largo puesto que la corriente de carga disminuye gradualmente a medida que aumenta la tensión de la batería. Si se requiere carga rápida, es necesario el empleo de tiristores para regular la corriente de carga durante todo el proceso de carga.

Los acumuladores tienen una resistencia interna muy baja. Por eso debe incorporarse en el cargador un elemento (resistencia o reactancia en serie) que mantenga la corriente de carga en un nivel adecuado tanto para los diodos como para la batería. Este elemento podrá servir también para que la corriente de carga sea relativamente independiente de las fluctuaciones de la alimentación alterna y de la tensión de la batería.

Se puede elegir entre la rectificación de media onda y la de onda completa. Las siguientes observaciones servirán para elegir el circuito adecuado para cada aplicación especial.

En un circuito de onda completa, a través del secundario del transformador pasa una corriente alterna, de modo que se consigue la mejor utilización de los devanados del secundario. En consecuencia, el valor VA del transformador por kW de potencia de salida es menor que en el caso de rectificación de media onda. Esta es una importante ventaja de la rectificación de onda completa, excepto en el caso de niveles de baja potencia.

Para una tensión continua de salida dada, un rectificador de onda completa necesita diodos cuya tensión inversa de crestal nominal sea solamente la mitad de la de los diodos empleados en los circuitos de media onda. Se pueden utilizar así diodos más baratos.

En el caso de la rectificación de onda completa hay siempre dos diodos en serie con la carga, mientras que en el caso de rectificación de media onda hay solamente un diodo por fase. Así, en aplicaciones de muy baja tensión en las que la caída de tensión no es despreciable, puede ser preferible un sistema rectificador de media onda.

La aplicación determina el tipo de batería más adecuado. La figura 10-1 y las tablas 10-1 y 10-2 resumen las propiedades y características de diversos tipos de acumuladores. El común y barato acumulador de plomo-ácido tiene una larga vida y es adecuado para la mayor parte de aplicaciones. Presenta una pequeña y gradual disminución de la tensión durante la descarga, sin ninguna disminución brusca inicial (fig. 10-1), por lo cual es muy aplicable en laboratorio. Las baterías de Ni-Cd y de Ni-Fe, debido a su robustez y a su larga duración de vida, son muy utilizadas en el suministro de energía para la tracción de vehículos. El tipo de Ni-Cd es preferible para trabajar en ambientes donde pueden encontrarse bajas temperaturas. Los acumuladores Zn-AgO, más caros, tienen una elevada relación Wh de salida por unidad de peso y de volumen; sin embargo, el elevado precio de estas baterías limita su empleo a aquellas aplicaciones que requieren el mínimo espacio y peso.

Tabla 10.1. Salida de energía por unidad de peso o volumen.

	temperatura °C	duración de la descarga	Pb-ácido	Ni-Cd placas portátiles	Ni-Cd placas sinterizadas	Ni-Fe	Zn-AgO	Cd-AgO
energía (Wh) disponible por kg, basada en una caída de tensión del 20 %	27	5 h.	25,1	13,2	33	33	116	54,2
		15 min.	15,0	6,4	21,6	—	86	34,4
	– 18	5 h.	12	9,2	25,3	—	87	26,6
		15 min.	6,4	3,7	19	—	51	25,6
	– 40	5 h.	8.1	7,1	20	—	—	23,5
		15 min.	3,3	2,0	11,7	—	—	—
energía (Wh) disponible por dm³, basada en una caída de tensión del 20 %	27	5 h.	51	29	66	71	205	96
		15 min.	30	14	44	—	151	60
	– 18	5 h.	24	20	51	—	141	81
		15 min.	13	7,9	39	—	96	47
	– 40	5 h.	16	15	40	—	—	41
		15 min.	6,7	4	23	—	—	—

Tabla 10.2. Tensión, mantenimiento de carga y ciclo de vida.

Características		Pb-ácido	Ni-Cd placas portátiles	Ni-Cd placas sinterizadas	Ni-Fe	Zn-AgO	Cd-AgO
tensión en circuito abierto por elemento cargado		2,1 V	1,3 V	1,3 V	1,4 V	1,8 V	1,4 V
tiempo de retención del 50 % de la carga	25°C	55 días	300 días	300 días	25 días	>2 años	>2 años
	50°C	7 días	17 días	17 días	—	115 días	115 días
	70°C	¾ días	4 días	4 días	—	58 días	58 días
duración de vida (número de ciclos carga/descarga)*		250 a 500	>2000	>2000	>2000	100 a 250	300 a 500
ventajas principales		barata; uso general; buena duración	excelente duración; segura; robusta	excelente duración; segura; buena característica de carga y descarga a bajas temperaturas	excelente duración; segura	excelente relación Wh de salida por unidad de peso y volumen	buena relación Wh de salida por unidad de peso y volumen; buena duración
inconvenientes principales		se sulfatan si quedan descargadas	bajo rendimiento a corriente intensa y bajas temperaturas	precio elevado	escasa retención de la carga; bajo rendimiento a bajas temperaturas	precio elevado; poca duración bajo rendimiento a bajas temperaturas	precio elevado

* La duración de vida de una batería depende mucho de la proporción de la descarga durante cada ciclo. Los límites superiores indican las duraciones de vida supuestas en caso de descargas poco importantes.

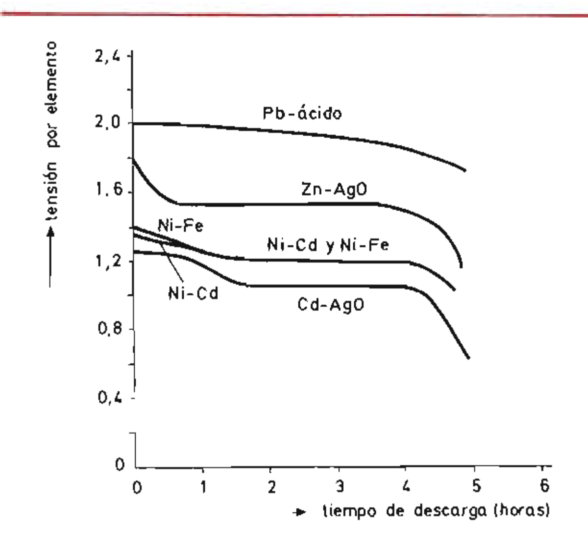


Fig. 10-1.– Características de descarga de los elementos de acumulador.

10.2 DISEÑO DE CARGADORES DE BATERIAS

10.2.1 La resistencia como elemento limitador de corriente.

Este método se representa en la figura 10-2, que muestra el circuito básico de un cargador monofásico de media onda.

Como se deduce de la forma de onda de la figura 10-2, la relación de tensiones en c.c./c.a. es igual a

$$\beta = \frac{V_b + V_{FAV}}{V_L\sqrt{2}} \approx \frac{V_b}{V_L\sqrt{2}}, \qquad (10\text{-}1)$$

en donde:

V_b = tensión de la batería;

V_{FAV} = promedio de la caída de tensión directa en el diodo durante el ciclo de conducción;

V_L = tensión eficaz del secundario.

Si la tensión de la batería es relativamente elevada, la caída de tensión en el diodo V_{FAV} puede despreciarse.

La elección de valor de β constituye una solución de compromiso. Si elegimos un valor próximo a la unidad, sólo se necesita una pequeña resistencia limitadora de corriente y la pérdida de potencia es pequeña. Por otro lado, una relación más baja mejora la acción reguladora del circuito; es decir, la corriente de carga queda menos afectada por las fluctuaciones de la tensión de alimentación y el gradual aumento de la tensión de la batería a medida que se realiza el proceso de carga. Pero la diferencia entre la cresta de la tensión alterna y la más baja tensión de la batería será mayor y se necesitará más resistencia para mantener la corriente de carga por debajo del nivel permitido. Así, un bajo valor de β supone una mayor disipación y un transformador más grande, con lo cual el cargador resulta más voluminoso. Los valores prácticos de β se encuentran alrededor de 0,6 para tensión nominal de la batería. Como aparece claramente en la figura 10-2, en este circuito el diodo debe estar previsto para una tensión inversa igual a la suma de la máxima tensión de la batería y el valor de cresta de la tensión alterna de alimentación (despreciando la caída de tensión directa V_{FAV}):

$$V_{RWM\,máx} = V_L\sqrt{2} + V_{b\,máx}\,. \qquad (10\text{-}2)$$

La corriente instantánea del diodo:

$$i_F = \{V_L\sqrt{2}\cdot \sin\omega_s t - (V_b + V_{FAV})\}/R_s \qquad (10\text{-}3)$$

donde R_S = resistencia total limitadora de la corriente.

Introduciendo el valor de β de la ecuación 10-1:

$$i_F = V_L(\sin\omega_s t - \beta)\sqrt{2}/R_s\,. \qquad (10\text{-}4)$$

La corriente media del diodo, según la ecuación 10-4:

$$I_{FAV} = \frac{1}{2\pi}\int_{\omega_s t_1}^{\omega_s t_2} i_F\,\mathrm{d}\omega_s t = \frac{V_L\sqrt{2}}{2\pi R_s}\int_{\omega_s t_1}^{\omega_s t_2} (\sin\omega_s t - \beta)\mathrm{d}\omega_s t \qquad (10\text{-}5)$$

en donde $\omega_s t_2 - \omega_s t_1$ = ángulo de conducción del diodo (radianes).

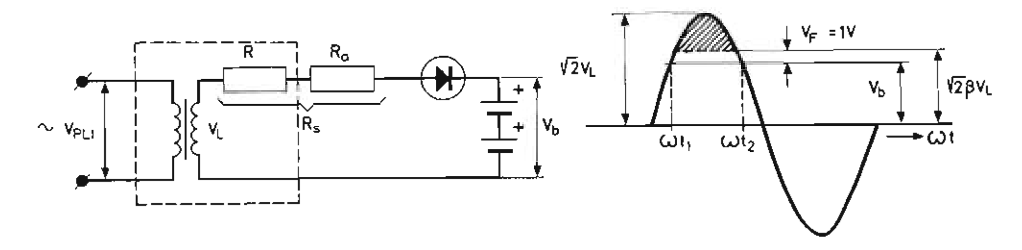


Fig. 10-2.– Cargador de batería monofásico de media onda.

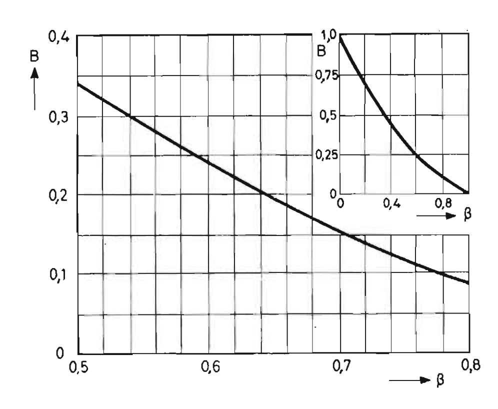


Fig. 10-3.– Característica de carga normalizada para el circuito de carga de la figura 10-2. La parte del margen β práctico está dibujada a escala ampliada.

Introduciendo

$$B = \sqrt{(1-\beta^2)} - \beta \arccos \beta\,, \tag{10-6}$$

tendremos

$$I_{FAV} = \frac{V_L\sqrt{2}}{\pi R_s} B\,. \tag{10-7}$$

La corriente media de ánodo en cortocircuito (tensión de salida nula, o sea $\beta = 0$, B = 1) es

$$I_{FAV\,sc} = \frac{V_L\sqrt{2}}{\pi R_s}\,. \tag{10-8}$$

De las ecuaciones (10-7) y (10-8) obtenemos

$$B = I_{FAV}/I_{FAV\,sc}\,. \tag{10-9}$$

Como se deduce de la ecuación (10-1), β es proporcional a la tensión de la batería V_b (despreciando V_{FAV}). Además B varía en proporción directa a la corriente media de ánodo (véase ecuación 10-9). Por consiguiente la ecuación 10-6 representa la característica normalizada de carga representada gráficamente en la figura 10-3.

Si introducimos el valor de la corriente de diodo $I_{FAV\,máx}$, la resistencia total de limitación de corriente (resistencia por fase) puede obtenerse de la ecuación 10-7:

$$R_s = \frac{V_L\sqrt{2}}{\pi I_{FAV\,máx}} B = 0{,}45 \frac{V_L}{I_{FAV\,máx}} B\,. \tag{10-10}$$

Según la figura 10-2, $R_a = R_s - R$, donde R es la resistencia total por fase del transformador (R_a es 7 % a un 10 % de R_s). En consecuencia, la resistencia en serie $R_a \approx 0{,}9\,R_s$, o, según la ecuación 10-10:

$$R_a \approx 0{,}4 \frac{V_L}{I_{FAV\,máx}} B\,. \tag{10-11}$$

La corriente eficaz en el diodo será:

$$I_{F\,rms} = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi}\int_{\omega_s t_1}^{\omega_s t_2} i_F^2\, \mathrm{d}\omega_s t\right)}, \tag{10-12}$$

que, teniendo en cuenta la ecuación 10-4, se puede escribir:

$$I_{F\,rms} = \frac{V_L\sqrt{2}}{R_s}\sqrt{\left\{\frac{(1+2\beta^2)\arccos\beta - 3\beta\sqrt{(1-\beta^2)}}{2\pi}\right\}}. \tag{10-13}$$

El factor de forma de la corriente del diodo:

$$F_{fF} = I_{F\,rms}/I_{FAV}\,.$$

Partiendo de las ecuaciones 10-7 y 10-13, tenemos:

$$F_{fF} = \frac{\pi}{B}\sqrt{\left\{\frac{(1+2\beta^2)\arccos\beta - 3\beta\sqrt{(1-\beta^2)}}{2\pi}\right\}}. \tag{10-14}$$

La disipación en los resistores en serie está determinada por la corriente eficaz del diodo. Por tanto, la potencia requerida en el resistor en serie es:

$$P_{Ra} = I_{F\,rms}^2 R_a\,. \tag{10-15}$$

Según la ecuación 10-4, la corriente de pico del diodo es:

$$I_{FRM} = V_L(1-\beta)\sqrt{2}/R_s\,. \tag{10-16}$$

De las ecuaciones 10-7 y 10-16 se obtiene la relación entre valor de pico y valor medio de la corriente del diodo:

$$F_{F(p/av)} = \pi(1-\beta)/B\,. \tag{10-17}$$

El factor de forma F_{fF} y el factor pico-valor medio, $F_{F(p/av)}$, de la corriente del diodo en un sistema monofásico, se han representado en la figura 10-4, en función de β.

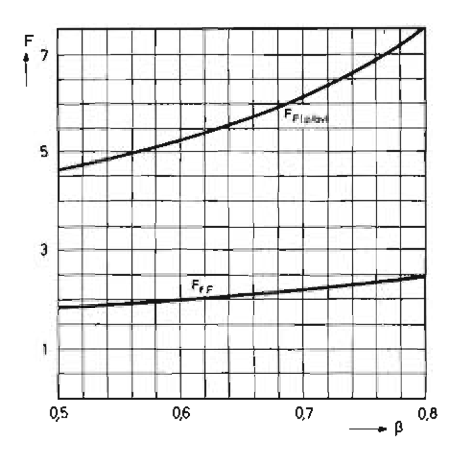


Fig. 10-4.– Factor de forma F_{fF} y relación entre valor de pico y valor medio $F_{F(p/av)}$ de la corriente del diodo en función de β. Se refiere al circuito representado en la fig. 10-2.

Los resistores limitadores de corriente protegen contra cortocircuitos internos. En un cargador equipado con más de un elemento rectificador, la resistencia requerida no debe concentrarse en la única línea que va a la batería (o baterías) en carga, sino que debe dividirse y colocarse en serie con los diodos. Los resistores en serie individuales, en un rectificador de onda completa o polifásico, trabajan independientemente uno de otro, ya que el único acoplamiento entre diversas ramas se efectúa a través de la baja resistencia de carga. La corriente de carga total es la suma de las corrientes por fase, dadas por las fórmulas anteriores.

10.2.2 Los inductores como elementos limitadores de corriente.

El empleo de elementos resistivos para limitar la corriente de carga al nivel especificado supone necesariamente una pérdida de potencia, y por esto no es adecuado para grandes instalaciones. La incorporación de inductores en serie, como elementos limitadores de corriente sin pérdidas, mejorará el rendimiento del cargador, pero el factor de potencia del sistema disminuirá debido a la potencia reactiva absorbida por el choque en serie.

Los inductores pueden incorporarse por cada diodo (fig. 10-5a), o puede utilizarse un inductor común, como se indica en la figura 10-5b para un sistema bifásico de media onda. Los inductores individuales están sujetos a saturación magnética, debido a la presencia de c.c. Como ambas fases trabajan independientemente, el ángulo de conducción por diodo puede rebasar los 180° para bajos valores de β. En caso de cortocircuito, cada diodo conducirá casi durante 360°, originando una corriente de fuga relativamente elevada (figura 10-6). Así, los circuitos equipados con un inductor en serie con cada diodo ofrecerán poca protección contra los cortocircuitos externos. En cambio, si se emplea un inductor común, cada diodo conducirá durante 180° como máximo. La corriente de cortocircuito es mucho menor, puesto que se anulará a intervalos de 180°. Otra ventaja es que por el choque común circula una corriente simétrica, evitando así la saturación del núcleo por corriente continua.

En la figura 10-7 se representan las formas de onda de la tensión y corriente producidas en el rectificador bifásico de media onda de un cargador, con inductor en el primario, para diferentes valores de β. Suponiendo que las pérdidas del circuito son nulas, la corriente instantánea del primario es igual a:

$$i_{PL} = \frac{1}{L}\int v_{ch}\,dt\ ,$$

en donde v_{ch} = tensión instantánea en el inductor. Como $\int v_{ch}\,dt$ representa el área comprendida entre la curva de la tensión del inductor en función del tiempo y el eje de tiempo, las dos áreas rayadas que quedan dentro del intervalo de conducción de cada diodo deben ser iguales (el intervalo de conducción terminará cuando la corriente del primario se reduzca a cero).

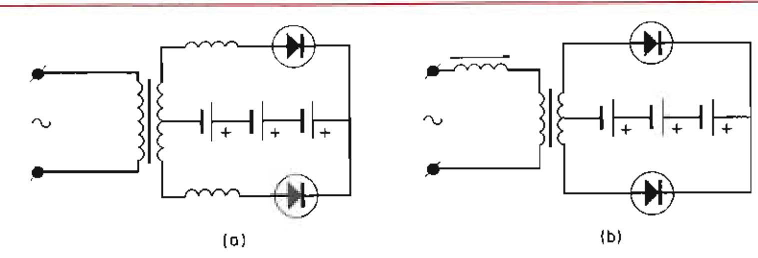


Fig. 10-5.– Empleo de inductores para la limitación de corriente: a) inductores individuales por cada diodo; b) inductor único en el primario.

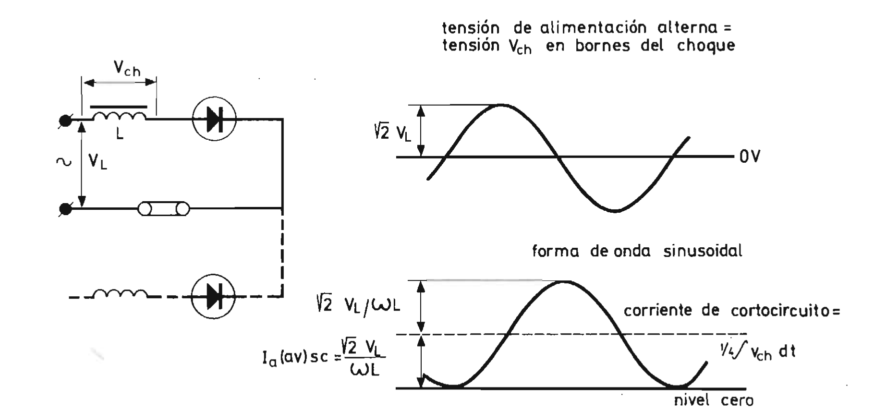


Fig. 10-6.– Exceso de corriente causado por un cortocircuito externo.

V_{ch}
N: (1+1)
L
I_{PL}
V_{PL}
V_1
V_b

tensión en el primario del transformador V_1

onda cuadrada de la tensión V_L en el primario del transformador

tensión de alimentación V_{PL}

tensión alterna de alimentación

NV_b

$\sqrt{2}\,V_{PL}$

0V

tensión en el primario V_1

$NV_b = \frac{\sqrt{2}}{2}\,V_{PL}$

tensión en el choque: $V_{ch} = V_{PL} - V_1$

corriente en el primario $i_{PL} = 1/L\int V_{ch}\,dt$

corriente del diodo

ciclo de conducción

tensión en el diodo (tensión inversa máx $2V_b$)

$2V_b$

0 π 2π

β≈1

β≈0,5

Fig. 10-7.– Formas de onda de tensión y corriente en cargadores de batería bifásicos de media onda, para β próximo a la unidad y $\beta = 0{,}5$. La tensión por devanado secundario está limitada por la tensión de batería de modo que el valor de pico de la tensión inversa del diodo es $2\,V_b$.

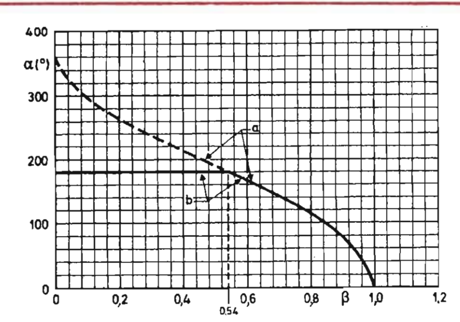


Fig. 10-8.– Angulo de conducción del diodo α en función de β. Curva a: inductores individuales por cada diodo; curva b: inductor único en el primario.

En la figura 10-8 se representa el ángulo de conducción del diodo en función de β en el caso de un circuito rectificador con inductor por cada diodo (curva *a*) y en el caso de un inductor común en el primario (curva *b*). Con valores de β suficientemente elevados, ambos circuitos se comportan del mismo modo, porque en ambos casos habrá intervalos de no conducción. En cambio, con valores de β inferiores a 0,54 los ciclos de conducción del diodo se limitan a 180° en el caso del inductor en el primario. En estas circunstancias, la tensión en el primario del transformador será una onda cuadrada (fig. 10-7), pues los diodos trabajan como conmutadores, conectando la tensión de la batería a cada bobinado secundario sucesivamente.

Como se indica en la figura 10-7, los diodos deben soportar una tensión inversa igual al doble de la máxima tensión de batería en condiciones de carga; no obstante, su tensión inversa máxima nominal debe ser igual al doble del valor de pico de la tensión del secundario (sin carga).

$$V_{RWM\,m\acute{a}x} \geqslant 2V_L\sqrt{2}\,. \qquad (10\text{-}18)$$

La corriente del diodo en el caso de cortocircuito puede calcularse del siguiente modo.

La corriente eficaz del primario $I_{PL\,sc}$ durante un cortocircuito en la salida del rectificador vale:

$$I_{PLsc} = \frac{V_{PL}}{\omega_s L_{ch(sc)}}, \qquad (10\text{-}19)$$

siendo V_{PL} = tensión alterna de alimentación,
$L_{ch(sc)}$ = inductancia efectiva del inductor recorrido por la corriente de cortocircuito.

Si el transformador de alimentación trabaja como transformador de corriente ideal, el valor de pico de la corriente secundaria de cortocircuito en régimen estable será

$$I_{LMsc} = I_{PLsc} N\sqrt{2} = \frac{N V_{PL}\sqrt{2}}{\omega_s L_{ch(sc)}}, \qquad (10\text{-}20)$$

siendo N = relación de espiras primario-secundario.

Cada diodo conducirá durante 180° y la corriente será semisenoidal. Por tanto, la corriente media por diodo en cortocircuito será

$$I_{FAVsc} = \frac{N V_{PL}\sqrt{2}}{\pi\omega_s L_{ch(sc)}}. \qquad (10\text{-}21)$$

La característica normalizada de carga B' en función de β, el factor de forma de corriente del diodo F'_{fF} y la relación entre valor de pico y valor medio de la corriente del diodo, $F'_{F(p/av)}$, están representados en las figuras 10-9 y 10-10 para los valores prácticos de β.

La figura 10-11 presenta las características normalizadas de carga de todos los circuitos descritos. Queda de-

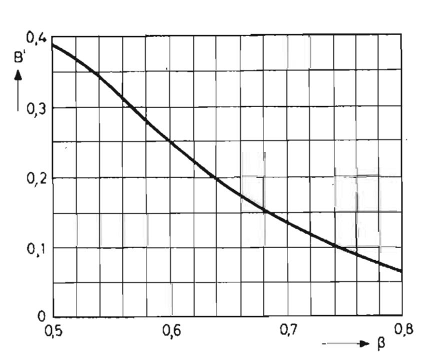


Fig. 10-9.– Características de carga normalizada para cargador con inductor en el primario.

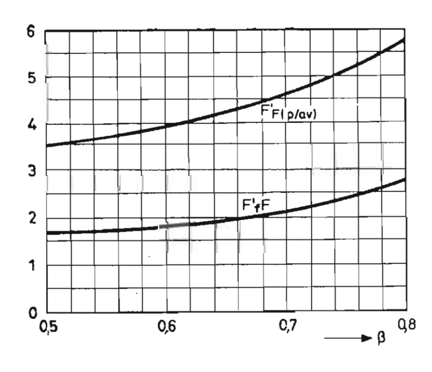


Fig. 10-10.– Factor de forma de la corriente del diodo F'_{fF} y relación entre valor de pico y valor medio $F'_{F(p/av)}$ para cargador inductor en el primario.

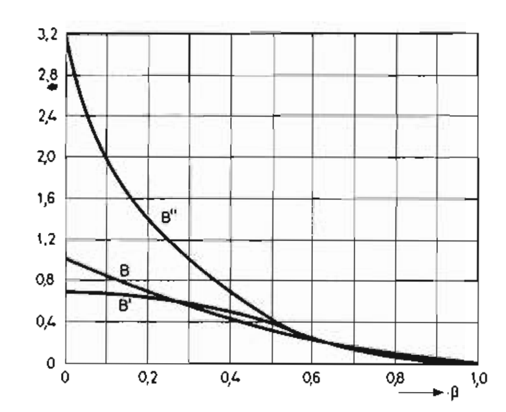


Fig. 10-11.– Característica de carga normalizada:
B : limitación de corriente a base de resistores
B' : limitación de corriente con inductor en el primario
B'': limitación de corriente con inductores en el secundario en serie con cada diodo.

mostrada la superioridad del sistema con inductor en el primario para limitar la corriente de cortocircuito ($\beta = 0$). Con valores de β superiores a 0,54, el comportamiento de los tres circuitos es casi idéntico.

Las consideraciones anteriores son válidas también (con cierta aproximación) para sistemas equipados con transformador de fugas, y para cargadores con rectificador polifásico e inductor en el primario.

10.3 DISEÑO DEL TRANSFORMADOR Y DEL INDUCTOR

En este apartado se examina el diseño del transformador y del inductor. Los distintos montajes de transformador/inductor para alimentación de los circuitos de media onda se representan en la figura 10-12.

10.3.1 El transformador

Las tensiones y corrientes del primario y del secundario, la relación de espiras, el valor VA nominal y el peso del núcleo pueden determinarse utilizando las fórmulas siguientes.

La corriente primaria por fase, I_{PL}, depende del número de fases del secundario. Si el número de éstas es 2, 4, 6 ó 12,

$$I_{PL} = 1{,}07\, I_{F\,rms}\sqrt{2}/N\,. \qquad (10\text{-}22)$$

Si el número de fases del secundario es 1 ó 3,

$$I_{PL} = 1{,}07\, I_{FAV}\sqrt{\left\{\begin{pmatrix}\text{factor de forma de}\\ \text{corriente del diodo}\end{pmatrix}^2 - 1\right\}}/N\,. \qquad (10\text{-}23)$$

El coeficiente 1,07 representa la corriente de imanación del transformador. La tensión secundaria por fase, V_L (sin carga), puede obtenerse de la ecuación 10-1:

$$V_L = \frac{V_b + V_{FAV}}{\beta\sqrt{2}} \approx \frac{V_b}{\beta\sqrt{2}}, \qquad (10\text{-}24)$$

donde:
V_b = tensión de la batería,
V_{FAV} = caída de tensión en el diodo promediada sobre el intervalo de conducción,
$\beta = 0{,}6$ para tensión nominal de la batería.

La tensión nominal de la batería puede obtenerse en la tabla 10-3.

La tensión primaria sin carga, por fase, V_1 (utilizando resistores) es:

$$V_1 = V_{PL}\,, \qquad (10\text{-}25)$$

donde V_{PL} = tensión de alimentación fase-neutro.

Utilizando un inductor en el primario:

$$V_1 = 0{,}9\, V_{PL}\,. \qquad (10\text{-}26)$$

El coeficiente 0,9 compensa la caída de tensión en el inductor debida a la corriente de imanación del transformador.

Para un transformador de Scott (4 fases secundarias), utilizando inductor en el primario según la ecuación 10-26 y la figura 10-13

$$V_{L1h} = 1{,}35\, V_{PL}; \qquad (10\text{-}27)$$

y

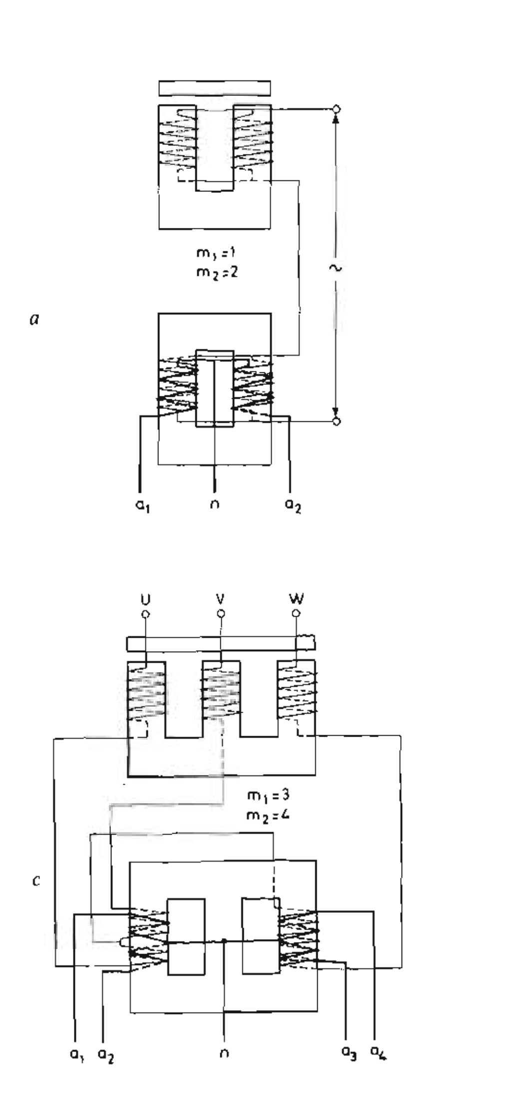
$$V_{L1v} = 1{,}56\, V_{PL}. \qquad (10\text{-}28)$$

La relación de espiras primario secundario, N, se calcula del siguiente modo. Si se emplean resistores en los diodos,

$$N = V_{PL}/V_L\,, \qquad (10\text{-}29)$$

Tabla 10.3. Tensión de batería por elemento.

	Pb-ácido	Ni-Cd y Ni-Fe
mínimo	2,0	1,2
nominal	2,2	1,4
máximo	2,7	1,8



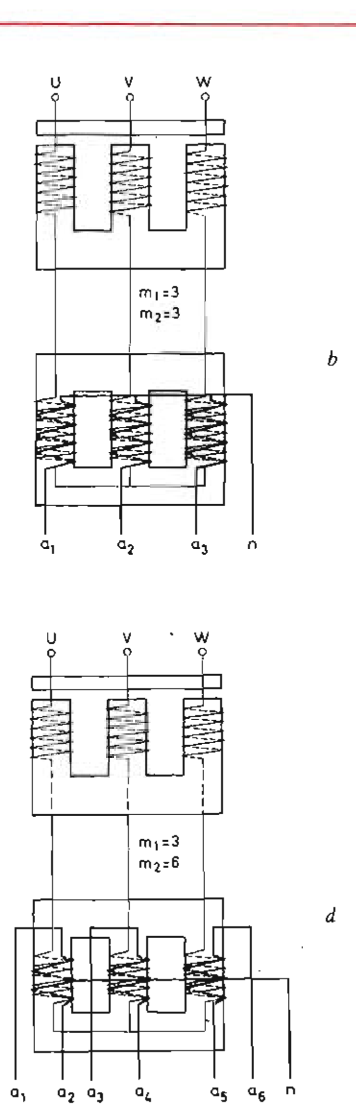


Fig. 10-12.– Montajes del transformador y del inductor: a) bifásico de media onda; b) trifásico de media onda; c) tetrafásico de media onda; d) hexafásico de media onda. a_1, a_2 ... = conexiones de ánodo; n = conexión con el terminal negativo de salida.

con V_L = tensión secundaria por fase.

Con un inductor en el primario (compárese con la ecuación 10-26)

$$N = 0{,}9\ V_{PL}/V_L\,. \qquad (10\text{-}30)$$

Para un transformador de Scott (fig. 10-13, ecuación 10-27):

$$N = V_{1h}/V_L = 1{,}35\ V_{PL}/V_L\,. \qquad (10\text{-}31)$$

La tensión primaria por fase V_1' (plena carga) con un inductor en el circuito primario se calcula del siguiente modo.

La corriente de carga origina una mayor caída de tensión en el inductor del primario, con lo cual se reduce la tensión del primario del transformador. La fórmula siguiente es bastante exacta para la mayoría de los casos prácticos

$$V_1' = N(V_b + V_{FAV})\,.$$

Sustituyendo los valores de las ecuaciones 10-30 y 10-24:

$$V_1' = 0{,}9\ \beta\ V_{PL}\sqrt{2}\,, \qquad (10\text{-}32)$$

en la que $\beta \approx 0{,}6$ a la tensión nominal de la batería.

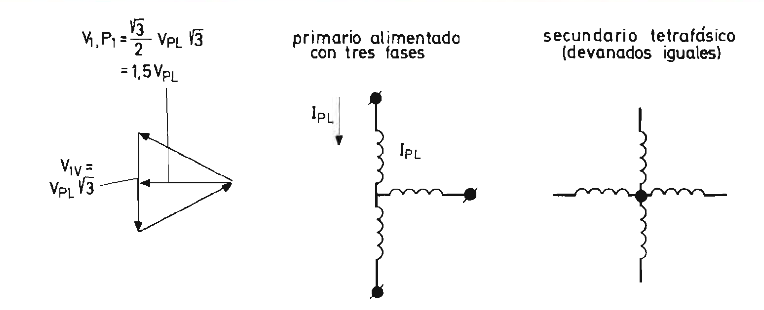


Fig. 10-13.– Transformador de Scott para obtener cuatro fases en el secundario. Las tensiones presentes en el primario son un 10 % inferiores debido a la caída de tensión en el inductor. Véase ecuación 10-26.

Las especificaciones del primario y del secundario del transformador diferirán porque los factores de forma de las corrientes del primario y del secundario no son iguales.

Valor VA nominal del primario

$$VA_{1n} = m_1 V_1 I_{PL} \,, \qquad (10\text{-}33)$$

Valor VA nominal del secundario

$$VA_{2n} = m_2 V_L I_L \,, \qquad (10\text{-}34)$$

donde:
m_1 = número de fases del primario;
m_2 = número de fases del secundario;
V_1 = tensión del primario por fase (ecuaciones 10-25 y 10-26);
V_L = tensión secundaria por fase (ecuación 10-24);
I_{PL} = corriente del primario por fase (ecuaciones 10-22 y 10-23);
I_L = corriente del secundario por fase = corriente media del diodo × factor de forma de la corriente.

En el caso de un transformador de Scott, con inductor en el primario, como el valor VA nominal del primario es la suma de los valores VA nominales por bobinado primario, se deduce de las ecuaciones 10-27 y 10-28:

$$VA_{1n} = 2{,}91\ V_{PL} I_{PL} \,; \qquad (10\text{-}35)$$

La corriente primaria para fase I_{PL} se calcula con la ecuación 10-22.

El valor VA total del transformador es la media aritmética de los valores VA nominales del primario y del secundario:

$$VA_n = (VA_{1n} + VA_{2n})/2 \,. \qquad (10\text{-}36)$$

El peso del núcleo puede ser calculado con ayuda de la figura 10-14. Con un valor de pico de la densidad de flujo de 1 Wb/m² (10.000 Gs), las pérdidas en el núcleo son de 1,3 a 1,7 W/kg, si se usan planchas de transformador de 0,35 a 0,5 mm de espesor, y de 2,5 a 3,0 W/kg con planchas de dinamo del mismo espesor.

10.3.2 El inductor

Las fórmulas necesarias para diseñar el inductor del primario se indican a continuación. La tensión eficaz del inductor es

$$V_{ch} = \sqrt{(V_{PL}^2 - V_1'^2)} \,, \qquad (10\text{-}37)$$

donde
V_{PL} = tensión de alimentación fase-neutro
V_1' = tensión del primario del transformador por fase a plena carga (ecuación 10-32).

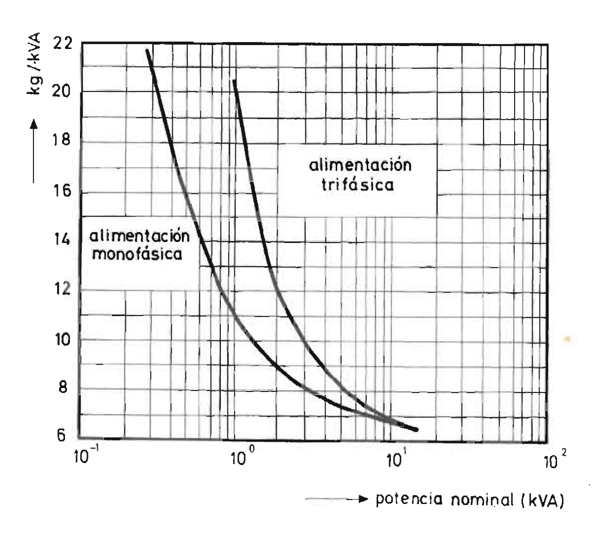


Fig. 10-14.– Peso específico del núcleo (kg/kVA) en función del valor nominal kVA, para frecuencia de alimentación de 50 Hz.

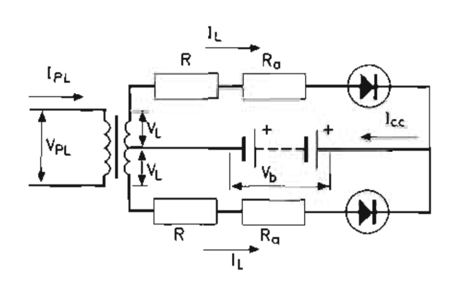


Fig. 10-15.– Cargador de batería bifásico de media onda.

El valor VA nominal del inductor se obtiene (con cierta aproximación) de

$$VA_{n\,ch} = m_1\,V_{ch}\,I_{PL}/2\,, \qquad (10\text{-}38)$$

donde m_1 = número de fases del primario
I_{PL} = corriente primaria por fase (ecuaciones 10-22 y 10-23).

El peso del núcleo puede deducirse de la figura 10-14. Las pérdidas en el núcleo se calculan en el apartado 10.3.1.

10.4 EJEMPLOS DE DISEÑO

10.4.1 Cargador de batería de 26 V para 6 A

Se ha de proyectar un dispositivo para cargar cuatro baterías de automóvil de 6 V, o dos de 12 V, con una corriente de carga nominal I_0 = 5 A. La tensión de alimentación es de 220 V, c.a. Se adopta el circuito de la figura 10-15.

Primer paso: Tensión secundaria por fase.
De la ecuación 10-24, haciendo $\beta = 0{,}57$ y $V_{FAV} = 1$ V para una tensión nominal por elemento (batería Pb-ácido) de 2,2 V y 12 elementos en serie,

$$V_L = (12 \times 2{,}2 + 1)/(0{,}57\sqrt{2}) = 34{,}0 \text{ V}.$$

Segundo paso: Selección de los diodos.
El valor de cresta de la tensión inversa de trabajo nominal, segun la ecuación 10-18, es:

$$V_{RWM\,máx} \geqslant 2 \times 34{,}0\sqrt{2} = 96{,}2 \text{ V}.$$

Las corrientes en los diodos se dan en la tabla 10-4, de la que se deduce que los diodos BYX42-300 montados en un radiador común serán perfectamente adecuados, incluso en condiciones de cortocircuito mantenido.

Tercer paso: Diseño de radiador.
La corriente del diodo en condiciones de cortocircuito es de 9,3 A como se indica en la tabla 10-4 (forma de onda semisenoidal). A partir de las características del diodo se halla la disipación del diodo P = 13,8 W. Para $T_{j\,máx}$ = 175°C, $R_{th\,j\text{-}mb}$ = 3,0° C/W y $R_{th\,mb\text{-}h}$ = 0,5°C, la máxima temperatura del radiador admisible $T_{h\,máx}$ viene dada por

$$T_{h\,máx} = T_{j\,máx} - P(R_{th\,j-mb} + R_{th\,mb-h})\,.$$

Por tanto:

$$T_{h\,máx} = 175 - 13{,}8\,(3{,}0 + 0{,}5) = 126{,}7\,°\text{C}\,.$$

Si la máxima temperatura ambiente es de 40°C, la resistencia térmica de radiador que se necesita es:

$$R_{th\,h} = (T_{h\,máx} - T_{amb})/P = (126{,}7 - 40)/13{,}8 = 6{,}28 \text{ degC/W}\,.$$

El diodo BYX42 es un dispositivo con rosca 11 Hex. Si observamos la figura 5-12, veremos que, para refrigeración natural y con P = 13,8 W, el área del radiador ha de ser de 48 cm² (una cara). Por consiguiente utilizaremos para cada uno de los dos diodos un radiador de aluminio ennegrecido de 7 × 7 cm², montado verticalmente.

Cuarto paso: Resistor de limitación de corriente.
El valor del resistor se calcula para la condición de tensión de batería nominal. A partir de la ecuación 10-11 y de la tabla 10-4, tenemos:

$$R_a = 0{,}4\;V_L B/I_{FAV} = 0{,}4 \times 34{,}0 \times 0{,}27/2{,}5 = 1{,}47\;\Omega\,.$$

$$R_a = 1{,}5\;\Omega.$$

Según la ecuación 10-15 y la tabla 10-4 hallaremos la potencia del resistor necesaria para la mínima tensión de batería:

$$P_{Ra} = I^2_{F(RMS)} R_a = 6{,}30^2 \times 1{,}5 = 59 \text{ W}\,.$$

Quinto paso: Valores nominales del transformador.
Las características del transformador se calculan a partir de la tensión nominal de la batería.

Ecuación 10-34: $VA_{2n} = 2 \times 34{,}0 \times 4{,}75 = 324$ VA.
Ecuación 10-29: $N = 220/34{,}0 = 6{,}47$.
Ecuación 10-22: $I_{PL} = 1{,}07 \times 4{,}75\sqrt{2}/6{,}47 = 1{,}11$ A.
Ecuación 10-33: $VA_{1n} = 1 \times 220 \times 1{,}11 = 244$ VA.
Ecuación 10-36: $VA_n = (324 + 244)/2 = 284$ VA.

Según el apartado 10.2.1, la resistencia del secundario del transformador por fase ha de ser aproximadamente de 0,1 R_a ó 0,15 Ω.

Sexto paso: Red supresora de transitorios.
Se ha de conectar una red amortiguadora RC en serie entre extremos de los devanados del transformador para proteger los diodos frente a transitorios del transformador que se producen cuando se conecta el primario mientras la salida del cargador está en circuito abierto. Si se coloca la red amortiguadora entre los terminales de salida del secundario, puede admitirse una relación de espiras de $N/2$ para (N = 6,47, según el paso 5). Entonces, la ecuación 6.1a puede utilizarse modificada:

$$C_2 = \frac{N^2 A_2 I_{magn}}{4\,V_1}(\mu\text{F}) \quad R_2 = B_2/C_2\,(\Omega)\,,$$

donde C_2 y R_2 son los elementos supresores.

El valor de cresta de la tensión de trabajo es V_{RWM} = 96,2 V (paso 2). El diodo BYX42-300 tiene un valor de pico de la tension inversa no repetitivo $V_{RSM\,máx}$ = 300 V, por tanto, $V_{RSM\,máx}/V_{RWM}$ = 300/96,2 ≈ 3. Según la tabla 6-1 basta con que A_2 = = 225 y B_2 = 200.

La corriente de imantaeión se supone que es el 7 % de I_{PL}. Puesto que, según el paso 5, I_{PL} es igual a 1,11 A, la corriente de imantación vale I_{mag} = 0,07 × 1,11 = 0,0777 A. Para V_1 = = V_{PL} = 220 V, tenemos:

$$C_2 = 6{,}47^2 \times 225 \times 0{,}0777/(4 \times 220) = 0{,}83\;\mu\text{F}\,.$$

Si C_2 = 1 μF, entonces R_2 será:

$$R_2 = 200/1 = 200\;\Omega\,.$$

Séptimo paso: Rendimiento del cargador y factor de potencia.
Las cantidades se han calculado en el supuesto de que la tensión de batería tiene el valor nominal.

El peso del núcleo, según la figura 10-14, para VA_n igual a 284 VA y alimentación monofásica, es 21,5 X 0,284 ≈ 6,0 kg. Las pérdidas en el núcleo para 2,5 W/kg son 6,0 X 2,5 = 15 W.

Las pérdidas en el cobre del secundario son $2I_L^2 R_{sec}$ = 2 X X 4,75² X 0,15 ≈ 6,8 W. Las pérdidas en el primario son aproximadamente igual a las del secundario; por tanto, las pérdidas totales en el cobre son aproximadamente de 15 W.

Las pérdidas en los resistores de limitación de la corriente son 2 X 4,75² X 1,5 ≈ 68 W.

Según las características del diodo, las pérdidas en ambos diodos, para corriente media de 2,5 A y un factor de forma de 1,9 (tabla 10-4), son de 2 X 4 = 8 W.

La potencia de salida es de 12 X 2,2 X 5 = 132 W (tensión nominal del elemento 2,2 V).

Si resumimos estos resultados, tenemos:

Pérdidas en el núcleo	15 W
Pérdidas en el cobre	15 W
Pérdidas en los resistores de limitación de la corriente	68 W
Pérdidas en los diodos	8 W
Pérdidas totales	106 W
Potencia de salida	132 W
Potencia de entrada	238 W

Rendimiento del cargador = potencia de salida / potencia de entrada = 132/238 = 0,555.

Factor de potencia = potencia de entrada / $(V_{PL}I_{PL})$ = = 238/(220 X 1,11) = 0,975.

10.4.2 Cargador de batería de 132 V para 15 A

Se necesita un dispositivo para cargar una batería integrada por 60 elementos de Pb-ácido, con una corriente de carga nominal de 15 A. Debido al valor de la potencia de salida requerida, se adoptará un rectificador trifásico de media onda, con inductor en el primario (fig. 10-16) La tensión fase-neutro es de 220 V c.a.

Primer paso: Tensión secundaria por fase.
Según la ecuación 10-24, adoptando β = 0,60 y V_{FAV} = 1 V y tomando 2,2 V como tensión nominal por elemento (tabla 10-3) la tensión del secundario será

$$V_L = (60 \times 2{,}2 + 1)/(0{,}60\sqrt{2}) = 157 \text{ V}.$$

Segundo paso: Elección de los diodos.
La tensión inversa de cresta de trabajo V_{RWM} es $\sqrt{6}$ veces la tensión por fase del secundario del transformador en circuito abierto (fig. 9-13d) o bien:

$$V_{RWM} = V_L\sqrt{6} = 157\sqrt{6} = 384 \text{ V}$$

Las corrientes del diodo se indican en la tabla 10-5.
Se han elegido los diodos BYX42-900.

Tercer paso: Diseño de radiador.
Para una tensión mínima de elemento de 1,8 V, la corriente de carga por diodo es de 7,47 A y su factor de forma es 1,7 (tabla 10-5). Si seguimos el procedimiento de cálculo indicado en el anterior ejemplo, hallaremos que, para una disipación del diodo igual a 11 W, la resistencia térmica del radiador ha de ser 8,4° C/W a 40°C de temperatura ambiente. Esto exige una aleta de aluminio ennegrecido colocada verticalmente de 5,5 X 5,5 cm² y de 3 mm de espesor para cada diodo (convección natural) (fig. 5-12).

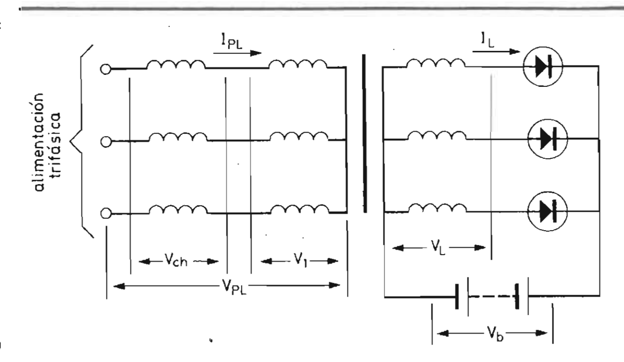


Fig. 10-16.– Cargador de batería trifásico de media onda.

Tabla 10.4. Cálculo de la corriente de diodo.

tensión por elemento de la batería	2,7 V	2,2 V	1,8 V	salida en cortocircuito
β según la ec. 10.1	0,70	0,57	0,47	0
B según la fig. 10.3	0,16	0,27	0,38	1
I_o (A)	$\frac{0{,}16}{0{,}27} \times 5 = 2{,}97$	5	$\frac{0{,}38}{0{,}27} \times 5 = 7{,}06$	$\frac{1}{0{,}27} \times 5 = 18{,}5$
$I_{FAV} = I_o/2$ (A)	1,49	2,5	3,5	9,3
$F_{F(p/av)}$ según la fig. 10.4	6,2	5,0	4,4	π *
F_{fF} según la fig. 10.4	2,2	1,9	1,8	$\pi/2$*
$I_{FRM} = I_{FAV} F_{F(p/av)}$ (A)	9,25	12,5	15,4	29,2
$I_{F(RMS)} = I_{FAV} F_{fF}$ (A)	3,28	4,75	6,30	14,6

* Forma de onda semisenoidal.

Tabla 10.5. Cálculo de la corriente del diodo

tensión por elemento de la batería	2,7 V	2,2 V	1,8 V
β según la ec. 10.1	0,74	0,60	0,49
B' según la fig. 10.9	0,10	0,25	0,39
I_o (A)	$\frac{0,10}{0,25} \times 15 = 6$	15	$\frac{0,39}{0,25} \times 15 = 22,4$
$I_{FAV} = I_o/3$ (A)	2	5	7,47
$F'_{F(p/av)}$ según la fig. 10.10	5,0	3,9	3,4
F'_{fF} según la fig. 10.10	2,3	1,8	1,7
$I_{FRM} = I_{FAV} F'_{F(p/av)}$ (A)	10,0	19,5	25,4
$I_{F(RMS)} = I_{FAV} F'_{fF}$ (A)	4,6	9,0	12,7

Cuarto paso: Valor VA nominal del transformador.

El valor VA nominal del transformador se determina para la tensión nominal de batería (2,2 V por elemento). La corriente por fase del secundario es igual a la corriente eficaz del diodo (9,0 A en la tabla 10-5).

Ecuación 10-34: $VA_{2n} = 3 \times 157 \times 9{,}0 = 4\,240$ VA .
Ecuación 10-30: $N = 0{,}9 \times 220/157 = 1{,}26$.
Ecuación 10-23: $I_{PL} = 1{,}07 \times 5\sqrt{(1{,}8^2 - 1)}/1{,}26 = 6{,}35$ A .
Ecuación 10-26: $V_1 = 0{,}9 \times 220 = 198$ V .
Ecuación 10-33: $VA_{1n} = 3 \times 198 \times 6{,}35 = 3\,770$ VA .
Ecuación 10-36: $VA_n = (3\,770 + 4\,240)/2 = 4\,005$ VA .

Quinto paso: Valor VA nominal del inductor.

Para la tensión nominal de la batería hemos calculado el valor VA nominal del inductor del siguiente modo:

Ecuación 10-32: $V'_1 = 0{,}9 \times 0{,}60 \times 220\sqrt{2} = 168$ V .
Ecuación 10-37: $V_{ch} = \sqrt{(220^2 - 168^2)} = 143$ V .
Ecuación 10-38: $VA_{nch} = 3 \times 143 \times 6{,}35/2 = 1\,360$ VA

Sexto paso: Red supresora de transitorios.

Por razones señaladas en el ejemplo anterior, se debe conectar una red amortiguadora entre extremos de cada devanado secundario del transformador. Los valores de los componentes amortiguadores, R_2 y C_2, vienen dados por:

$$C_2 = \frac{N^2 A_2 I_{magn}}{V_1} (\mu F) \qquad R_2 = B_2/C_2 (\Omega) .$$

Según el cuarto paso, $N = 1{,}26$; según el segundo paso, el valor de cresta de la tensión inversa de trabajo $V_{RWM} = 384$ V. Para BYX42-900, V_{RSM} máx = 900 V. Por tanto, V_{RSM} máx / / V_{RWM} = 900/384 > 2. De la tabla 6-1 tomamos $A_2 = 225$ y $B_2 = 200$. La corriente de imantación se ha supuesto que es el 7 % de I_{PL}, o bien: $I_{mag} = 0{,}07 \times 6{,}35 = 0{,}445$ A. Si la alimentación del cargador se interrumpe con la salida en circuito abierto, el inductor y el transformador descargan su energía magnética en el circuito en la parte del secundario del transformador. Por tanto, adoptamos $V_1 = V_{PL} = 220$ V. Ahora tendremos:

$$C_2 = 1{,}26^2 \times 225 \times 0{,}445/220 = 0{,}72\ \mu F .$$

Y si $C_2 = 1\ \mu F$

$$R_2 = 200/1 = 200\ \Omega .$$

Séptimo paso: Rendimiento del cargador y factor de potencia.

Según la figura 10-4, el peso del núcleo del transformador, para alimentación trifásica y VA = 4005, es de 8,8 × 4005 ≈ 35 kg. Las pérdidas en el núcleo, para 2,5 W/kg son 35 × 2,5 = 88 W.

Según la figura 10-14 el peso del núcleo del inductor, para alimentación trifásica y VA_{nch} = 1360 VA, es de 15 × 1360 ≈ 20 kg. Las pérdidas en el núcleo, para 2,5 W/kg, son 20 × 2,5 = 50 W

Las pérdidas en el cobre del transformador son de un 2,8 % aproximadamente del valor VA nominal o sea 100 W.

Las pérdidas en el cobre del inductor son del 3 % aproximadamente del valor VA nominal o sea 40 W.

Para la tensión de batería nominal (2,2 V), la corriente media del diodo es de 5 A y su factor de forma es de 1,8. Con estos valores, la disipación del diodo BYX42 es de 7 W. Por tanto, el total de pérdidas del diodo es de 3 × 7 = 21 W.

La potencia de salida, para la tensión nominal de batería, es 60 × 2,2 × 15 = 1980 W.

Si resumimos estos resultados, tendremos:

Pérdidas en el núcleo del transformador	88 W
Pérdidas en el núcleo del inductor	50 W
Pérdidas en el cobre del transformador	100 W
Pérdidas en el cobre del inductor	40 W
Pérdidas en los diodos	21 W
Pérdidas totales	299 W
Potencia de salida	1980 W
Potencia de entrada	2279 W

Rendimiento del cargador = potencia de salida / potencia de entrada = 1980/2279 = 0,868.

Factor de potencia = potencia de entrada (3 $V_{PL} I_{PL}$) = = 2279/(3 × 220 × 6,35) = 0,544.

Comparando con el anterior ejemplo, vemos que el rendimiento del cargador es mayor debido a que se emplea un inductor para limitar la corriente; esto, sin embargo, reduce el factor de potencia.

10.4.3 Cargador de batería de 90 V para 50 A

En el pasado ha sido utilizado con cierta frecuencia el circuito de Scott. Este ejemplo resulta útil para aquellos casos en los que es aconsejable sustituir, en una instalación ya existente, diodos de potencia de silicio por las válvulas rectificadoras de vapor de mercurio. Se supone que una batería que contiene 50 elementos de Ni-Fe se ha de cargar con corriente de 50 A. La tensión de alimentación de fase a neutro es de 220 V c.a. La figura 10-17 representa dicho circuito.

Primer paso: Tensión secundaria por fase.

Por la ecuación 10-24, adoptando $\beta = 0{,}59$, $V_{FAV} = 1$ V y tomando 1,4 V como tensión nominal por elemento, la tensión secundaria por fase debe ser

$$V_L = (50 \times 1{,}4 + 1)/(0{,}59\sqrt{2}) = 85{,}0\ V .$$

Tabla 10.6. Cálculo de la corriente del diodo.

Tensión por elemento de la batería	1,8 V	1,4 V	1,2 V
β según la ec. 10.1	0,76	0,59	0,51
B' según la fig. 10.9	0,09	0,27	0,38
I_o (A)	$\frac{0{,}09}{0{,}27} \times 50 = 16{,}7$	50	$\frac{0{,}38}{0{,}27} \times 50 = 70{,}4$
$I_{FAV} = I_o/4$ (A)	4,2	12,5	17,6
$F'_{F(p/av)}$ según la fig. 10.10	5,2	3,8	3,5
F'_{fF} según la fig. 10.10	2,5	1,8	1,7
$I_{FRM} = I_{FAV} F'_{F(p/av)}$ (A)	21,8	47,6	61,6
$I_{F(RMS)} = I_{FAV} F'_{fF}$ (A)	10,5	22,5	30,0

Segundo paso: Elección de los diodos.

Según la ecuación 10-18, el valor de cresta de la tensión inversa de trabajo (ecuación 10-18) es

$$V_{RWM} = 2 \times 85{,}0\sqrt{2} = 240 \text{ V}.$$

La tabla 10-6 da el cálculo de las corrientes de los diodos. Diodos adoptados: BYX13-800.

Tercer paso: Diseño del radiador.

Según indica la tabla 10-6, la corriente del diodo es de 17,6 A para 1,2 V de tensión mínima por elemento, y su factor de forma es 1,7. Esto da por resultado una disipación de unos 30 W para un diodo tipo BYX13 (véase la curva de disipación en las hojas de características del diodo) siguiendo el método aplicado en el apartado 10.4.1, hallamos que la resistencia térmica del radiador ha de ser de 2,3° C/W. Según la figura 5-12, cada diodo ha de estar montado en un radiador de aluminio ennegrecido, en posición vertical, de 13 X 13 cm² y 3 mm de espesor (convección natural).

Cuarto paso: Valor VA nominal del transformador.

El valor VA nominal del transformador se calcula para una tensión de batería nominal (1,4 V por elemento). La corriente del secundario por fase es igual a la corriente eficaz del diodo (22,5 A según la tabla 10-6).

Ecuación 10-34: $VA_{2n} = 4 \times 85{,}0 \times 22{,}5 = 7650$ VA.
Ecuación 10-27: $V_{1h} = 1{,}35 \times 220 = 297$ V.
Ecuación 10-31: $N = 1{,}35 \times 220/85{,}0 = 3{,}50$.
Ecuación 10-22: $I_{PL} = 1{,}07 \times 22{,}5\sqrt{2/3}/3{,}50 = 9{,}73$ A.
Ecuación 10-35: $VA_{1n} = 2{,}91 \times 220 \times 9{,}73 = 6230$ VA.
Ecuación 10-38: $VA_{nch} = 3 \times 146 \times 9{,}73/2 = 2130$ VA.

Quinto paso: Valor VA nominal del inductor.

Para la tensión de batería nominal, el valor VA nominal del inductor se halla del siguiente modo:

Ecuación 10-32: $V'_l = 0{,}9 \times 0{,}59 \times 220\sqrt{2} = 165$ V.
Ecuación 10-37: $V_{ch} = \sqrt{(220^2 - 165^2)} = 146$ V.
Ecuación 10-38: $VA_{nch} = 3 \times 146 \times 9{,}73/2 = 2130$ VA.

Sexto paso: Red supresora de transitorios.

El valor de los componentes de supresión de transitorios, conectados en serie entre extremos de cada uno de los cuatro devanados, según la ecuación 6-1a., será

$$C_2 = \frac{N^2 A_2 I_{magn}}{V_1} (\mu\text{F}) \qquad R_2 = B_2/C_2\ (\Omega).$$

Según el cuarto paso: $N = 3{,}50$; según el segundo paso, el valor de cresta de la tensión inversa de trabajo $V_{RWM} = 240$ V. Para el diodo BYX13-800, V_{RSM} máx = 800 V. Por tanto, V_{RSM} máx / $V_{RWM} = 800/240 \approx 3{,}3$. Según la tabla 6-1., $A_2 = 225$ y $B_2 = 200$ son valores de seguridad. La corriente de imantación se ha supuesto que es el 7 % de I_{PL}. I_{mag} % 0,07 X 9,73 = = 0,681 A. Si tomamos $V_1 = V_{PL}$, como en el anterior ejemplo, tendremos:

$$C_2 = 3{,}50^2 \times 225 \times 0{,}681/220 = 8{,}50\ \mu\text{F}.$$

Con $C_2 = 10\ \mu$F.

$$R_2 = 200/10 = 20\ \Omega.$$

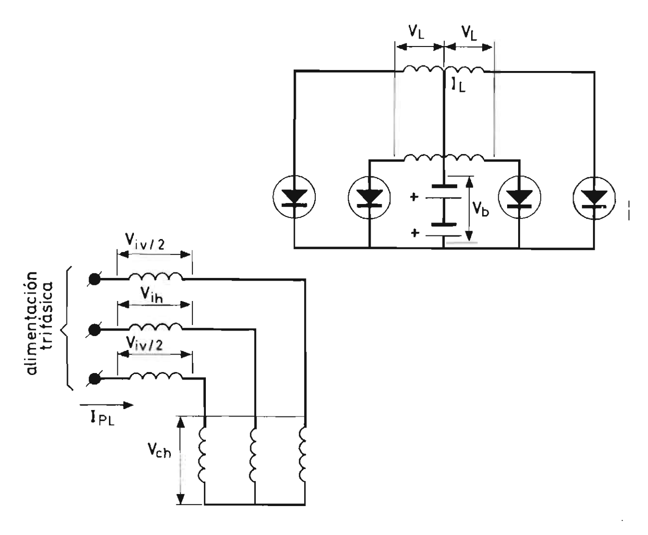


Fig. 17. Cargador de batería tetrafásico de media onda.

10.5 SENCILLOS CARGADORES DE BATERIA DE AUTOMOVIL DE 6 V/12 V

10.5.1 Generalidades

Conviene que los cargadores de batería de automóviles sean baratos, pero de funcionamiento seguro. Deben resistir malos tratos, cortocircuitos y también, a ser posible, conexiones incorrectas de la batería. Por esto el circuito debería incluir algún medio de limitación de la corriente, como una lámpara incandescente de potencia suficiente (en vez de lámpara puede utilizarse para el

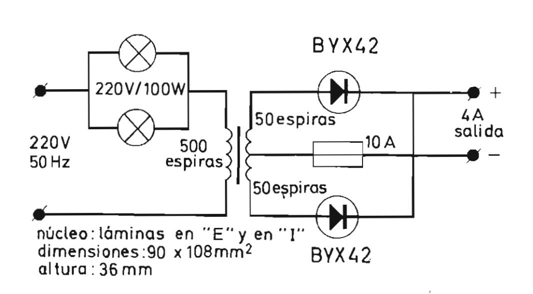


Fig. 10-18.– Cargador de 4 A que emplea lámparas incandescentes para limitar la corriente.

Fig. 10-19.– Cargador de 4 A que emplea transformador de fugas como limitador de corriente.

mismo fin la inductancia de fugas del transformador de alimentación), y han de añadirse fusibles donde sean necesarios. El cargador tiene que presentar una impedancia limitadora de la corriente que compense la diferencia entre la tensión de pico de salida y la tensión mínima de la batería.

Los cargadores de batería descritos en este apartado, cumplen estas condiciones.

10.5.2 Cargador de batería de 4 A con lámparas de incandescencia como limitador de corriente

La figura 10-18 reproduce el esquema. El fusible protege contra la conexión inversa de la batería. Los diodos están montados en un radiador común de aluminio, de 8 X 12 X 0,2 cm. Las características del cargador se dan en la tabla 10-7.

Tabla 10.7. Características de un cargador de batería de 4 A con lámparas de incandescencia para limitar la corriente (tensión de alimentación alterna nominal de 220 V)

	tensión en primario del transformador (V)	corriente continua de salida (A)
sin carga	200	–
carga de batería de 12 V	140	3,8
carga de batería de 6 V	90	5,3
salida en cortocircuito	30	7,0

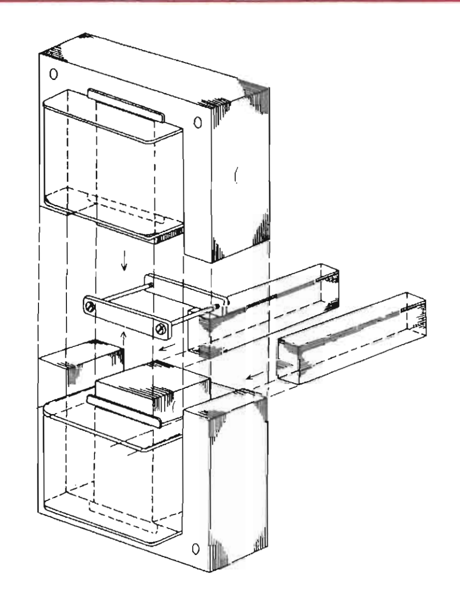


Fig. 10-20.– Construcción del transformador de fugas.

10.5.3 Cargador de 4 A con transformador de fugas

El transformador de fugas incorporado en este cargador (fig. 10-19) proporciona una limitación de corriente muy eficaz con pocas pérdidas (tabla 10-8). Los diodos están montados por pares en los radiadores. Las figuras 10-20 y 10-21 muestran la construcción del transformador. Dos paquetes de láminas en I actúan como shunt magnético. La altura de estos paquetes debe ajustarse para conseguir un funcionamiento del cargador conforme

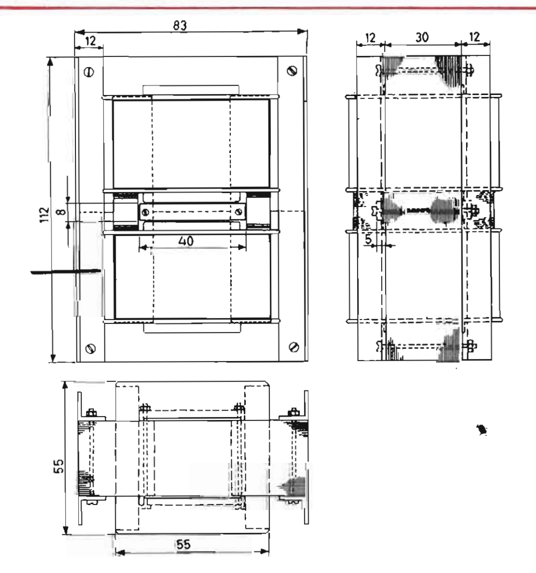


Fig. 10-21.– Dimensiones del transformador de fugas para un cargador de baterías de 4 amperios.

Tabla 10.8. Características de un cargador de batería de 4 A con transformador de fugas (tensión de alimentación alterna nominal de 220 V)

	corriente del primario (A)	tensión del secundario (V)	corriente continua de salida (A)
sin carga	0,15	38	–
carga de batería de 12 V	0,95	16,5	3,8
carga de batería de 6 V	1,03	9	4,2
salida en cortocircuito	1,05	–	4,4

con la tabla 10-8. Los bloques de láminas en I han de fijarse con piezas de material no magnético para conseguir inductancia de fugas constante.

10.5.4 Cargador de 20 A con transformador de fugas

Este tipo proporciona una carga rápida de las baterías, ya que tiene una corriente de salida nominal mucho más elevada (fig. 10-22). La construcción del transformador está indicada en las figuras 10-20 y 10-23. La tabla 10-9 da las características del cargador.

10.6 SENSOR DE LA TENSION DE LA BATERIA

La figura 10-24 representa un sensor de la tensión para proteger la batería contra un consumo excesivo del motor. El sensor desconecta el motor si la tensión de la batería es baja. Se ha incorporado un circuito de retardo para evitar que el sensor responda a caídas de tensión de la batería de corta duración.

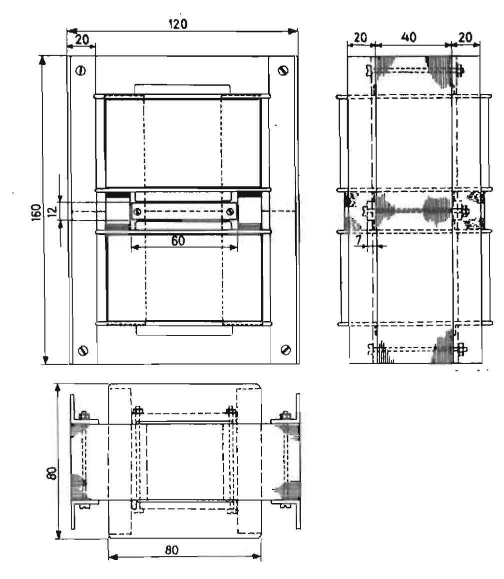


Fig. 10-23.– Dimensiones del transformador de fugas para un cargador de baterías de 20 amperios.

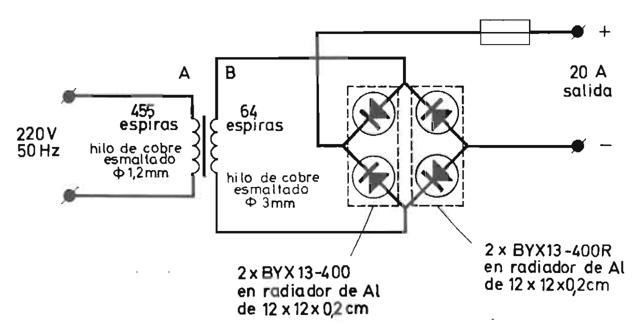


Fig. 10-22.– Cargador de 20 A que emplea transformador de fugas como limitador de corriente.

Cualquier disminución de la tensión de la batería modifica el valor de la tensión en el punto de unión de $R1$ y $R2$. Este cambio se aplica a la base de $TR1$, por medio del diodo regulador de tensión $D1$. El emisor de $TR1$ recibe una tensión inversa de 0,8 V, aproximadamente, desde el diodo polarizado en directo $D2$, que forma parte del divisor de tensión $D2, R7, D3$. Sin embargo, $R2$ está ajustado de modo que la tensión entre extremos de $R1$ es de 7,2 V para una tensión nominal de batería (24 V). Por tanto, $D1$ conduce y se aplica suficiente tensión a la base de $TR1$ para superar la tensión inversa del emisor (la tensión de base-emisor es superior al valor de umbral). Así, el transistor $TR1$ conduce y

Tabla 10.9. Características de un cargador de batería de 20 A con transformador de fugas (tensión alterna nominal de 220 V)

	corriente del primario (A)	tensión del secundario (V)	corriente continua de salida (A)
sin carga	0,7	28	–
carga de batería de 12 V	3,2	19,5	16,5
carga de batería de 6 V	3,8	9,5	22,0
salida en cortocircuito	4,0	–	23,5

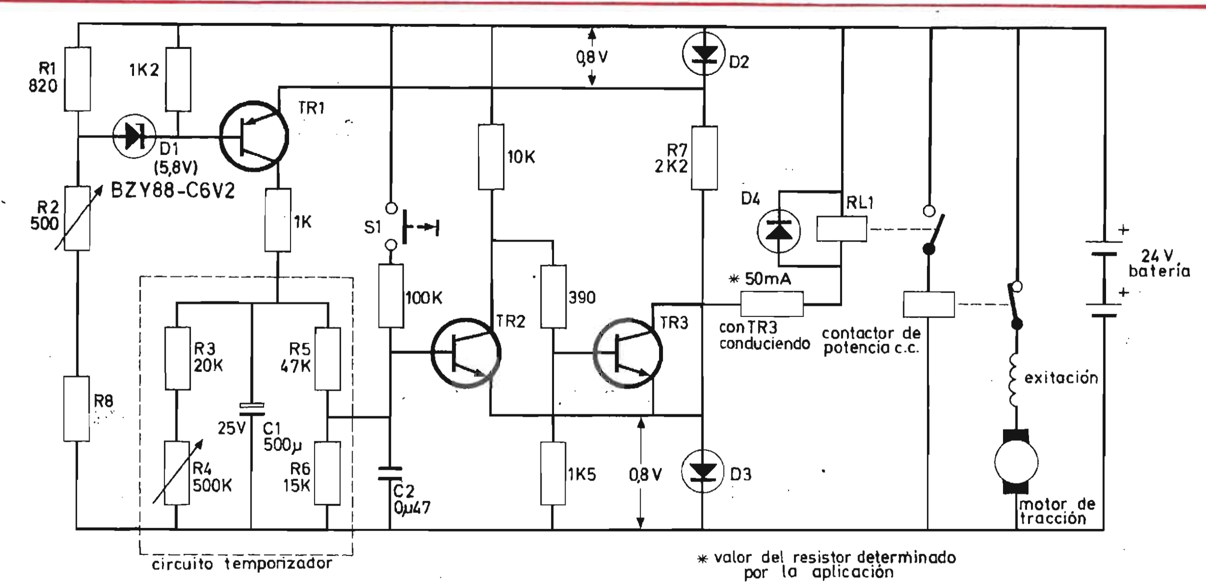


Fig. 10-24.– Sensor de la tensión de batería. TR1 = BC157; TR2 y TR3 = BC147; D2, D3 y D4 = BAX16; R8 = 1K5

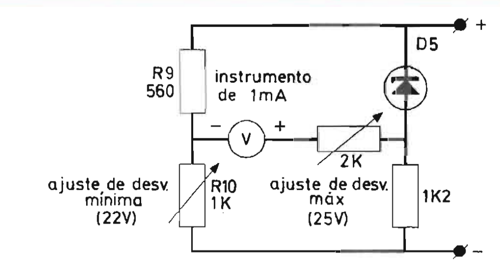


Fig. 10-25.– Voltímetro de escala ampliada (22 a 25 V).
(D5 = BZY93 – C10)

carga el condensador temporizador $C1$ a unos 22 V, aproximadamente. A causa de la excitación de base aplicada a través del divisor de tensión $R5$ $R6$, el transistor $TR2$ se saturará cualquiera que sea la polarización inversa de emisor producida por la caída de tensión a través del diodo $D3$. Puesto que la tensión de colector de $TR2$ es baja, se mantiene bloqueado el transistor $TR3$ y tanto el relé $RL1$ como el contactor de c.c. quedan inactivados.

A causa de un excesivo consumo de la batería la tensión de entrada del sensor se reduce a 21,8 V (1,8 V/elemento) y la caída de tensión en $R1$ se reduce a 6,7 V. En esta condición la tensión base-emisor de $TR1$ pasa a ser inferior al nivel de umbral y éste se bloquea. La tensión entre extremos de $C1$ disminuye a una velocidad determinada por el ajuste de $R4$. Tan pronto como la tensión en $C1$ sea inferior a 7 V, el transistor $TR2$ se bloqueará y el $TR3$ conducirá. La saturación de $TR3$ hace actuar a $RL1$ y al contactor de potencia interrumpiéndose así la alimentación del motor. El diodo $D4$, conectado en paralelo con el relé $RL1$, protege a $TR3$ contra los transitorios de tensión producidos por los devanados del relé. El transistor $TR2$ se bloquea aproximadamente a un tercio de la tensión de $C1$, antes de su descarga. En este valor de tensión, la disminución de la tensión en el condensador es suficientemente rápida para asegurar una buena conmutación del transistor, y al mismo tiempo minimiza la variación en el retardo de la conmutación que puede resultar de dispersiones en las características de ganancia de los transistores $TR2$ y $TR3$.

El pulsador $S1$ suprime la acción del circuito saturando $TR2$; esto hace que el relé $RL1$, y el contactor de potencia queden inactivos. Así, el vehículo puede ser conducido hasta la estación de carga más cercana si su batería es baja. El condensador $C2$ hace que el circuito resulte insensible a interferencias.

Por medio de $R4$ se consigue ajustar el retardo de la respuesta del sensor entre unos 15 s y 40 s. El resistor $R2$ sirve para ajustar la tensión mínima de batería para la cual se dispara el sensor. Es posible controlar una tensión de batería superior a la especificada conectando el circuito con los terminales de la batería a través de un divisor resistivo.

Si se desea, se puede incorporar un voltímetro de escala ampliada para medir la tensión de batería. La figura 10-25 representa un circuito para un margen de 22 V a 25 V. Si se conecta un movimiento de 1 mA en un puente alimentado por la batería, el diodo regulador de tensión $D5$ proporciona la escala ampliada. Los resistores $R9$ y $R10$ son de valor bajo; debido a ello, la tensión en su punto común varía muy poco y se obtiene una buena linealidad de escala. Se incluyen potenciómetros ajustables para ajustar a cero y conseguir la desviación del instrumento de medida a plena escala.

CSA 70 AMPLIFICADOR OPERACIONAL ESTABILIZADO POR CHOPPER

El nuevo amplificador operacional CSA70 resulta especialmente indicado para la amplificación de pequeñas señales de c.c. y de baja frecuencia. Consta de un amplificador con una entrada inversora a la que se aplica directamente la componente de alta frecuencia de la señal de entrada y de una entrada no inversora a la que se aplica la componente continua y de baja frecuencia de dicha señal después de pasar a través de un chopper. De esta forma se consigue un amplificador cuya contribución a la señal de error es despreciable y que, por tanto, puede ser empleado para la amplificación de señales pequeñas de c.c. y de baja frecuencia.

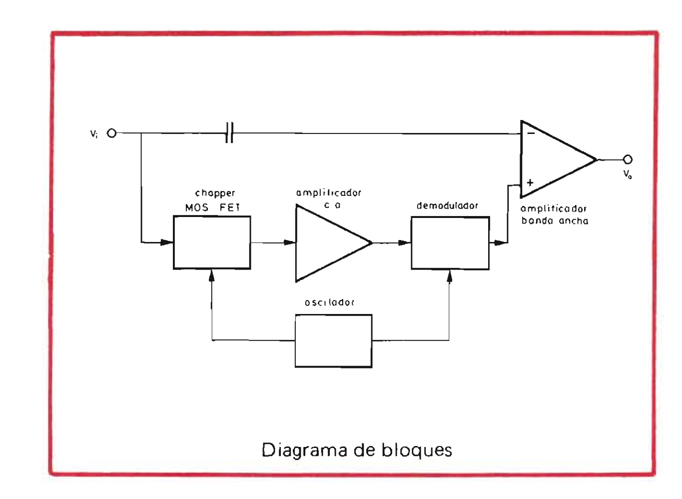


Diagrama de bloques

Las principales características del amplificador operacional CSA70 son las siguientes:

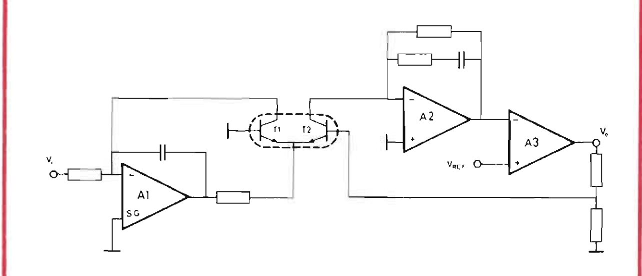
Pequeña tensión offset . .	máx. 15 μV
Gran estabilidad	máx. 0,1 μV/°C
Reducida tensión de ruido .	0,8 μV/pp para 0,01-1 Hz
Baja corriente de entrada .	máx. 60 pA

Las aplicaciones de este amplificador operacional son innumerables y, gracias a su reducido precio, puede reemplazar ventajosamente a circuitos con componentes convencionales y a otros amplificadores operacionales de precio más elevado. Se emplea en

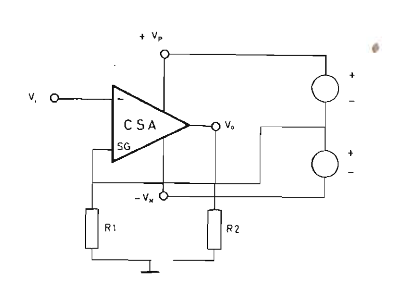
instrumentación: registros, medida de c.c., voltímetros digitales, comprobadores, etc.

control de procesos: amplificador para transductores simuladores de procesos, periferia de ordenadores, etc.

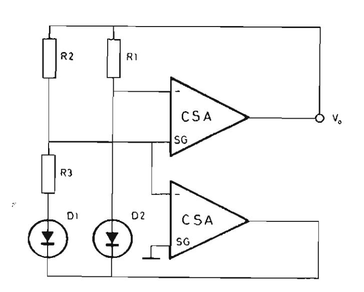
AMPLIFICADOR LOGARITMICO



AMPLIFICADOR NO INVERSOR



MEDIDA DE DIFERENCIA DE TENSION



Tensión directa de diodos

Tensión base emisor de un par de diodos

SISTEMAS DE VISUALIZACION DINAMICA CON ALIMENTACION DE BAJA TENSION

Existen dos métodos de funcionamiento para un sistema de visualización con tubos indicadores numéricos: la visualización estática y la dinámica. En el sistema de visualización dinámica, la información es aplicada a cada tubo durante un corto tiempo, pero con una velocidad de repetición lo suficientemente elevada como para que aparezca continua.

En un sistema de visualización se necesitan dos tensiones de funcionamiento: una de 200 V aproximadamente para los ánodos de los tubos, y otra de 5 V aproximadamente para los transistores o circuitos integrados del sistema de excitación. Sin embargo, sólo se necesita disponer de una de esas dos tensiones, puesto que la otra se puede obtener de la primera. A continuación describimos un sistema de visualización dinámica, que funciona a partir de una alimentación de baja tensión, en el cual la tensión de ánodo para los tubos se obtiene a partir de inductores.

FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA DE VISUALIZACION DINAMICA

En una visualización dinámica, la cifra necesaria del tubo indicador numérico se ilumina cuando coinciden los impulsos de tensión en el ánodo y en el cátodo seleccionado.

Puesto que la cifra necesaria sólo puede iluminarse si existen simultáneamente las tensiones de ánodo y de cátodo, es posible conectar juntos todos los cátodos similares de los tubos de la visualización.

Para la visualización dinámica es posible emplear dos técnicas: exploración de cátodo y exploración de ánodo. En la exploración de cátodo, los cátodos de los tubos indicadores numéricos se seleccionan secuencialmente en un ciclo continuo mientras los conmutadores de ánodo se cierran en el momento apropiado para visualizar la cifra necesaria. Con la exploración de ánodo, son los ánodos los que se seleccionan en un ciclo continuo y los conmutadores de cátodo se cierran para visualizar las cifras. El circuito básico de un sistema de visualización dinámica con exploración de ánodo se representa en la figura 1.

La exploración de ánodo tiene ciertas ventajas frente a la exploración de cátodo, especialmente en relación a los valores límite de los conmutadores de cátodo. Puesto que en un mismo momento sólo hay un tubo indicador numérico encendido, aunque la misma cifra haya de ser visualizada por todos los tubos, solamente la corriente de pico de uno de los tubos pasará a través del conmutador de cátodo cerrado.

El circuito representado en la figura 1 puede constituir la base de un sistema práctico como el descrito en el siguiente apartado. Lo característico de este sistema es que la tensión de ánodo para los tubos se obtiene de la energía almacenada en un inductor. Así, el sistema de visualización puede funcionar a partir de una alimentación de baja tensión, con lo cual resulta especialmente indicado para equipos que funcionen con baterías.

SISTEMA PRACTICO DE VISUALIZACION DINAMICA

Descripción del circuito

El esquema de bloques de un sistema práctico de visualización dinámica que utiliza exploración de ánodo y funcionamiento de una alimentación de baja tensión se muestra en la figura 2. El selector del tubo indicador numérico corresponde a la unidad de control del sistema básico representado en la figura 1. La salida del selector

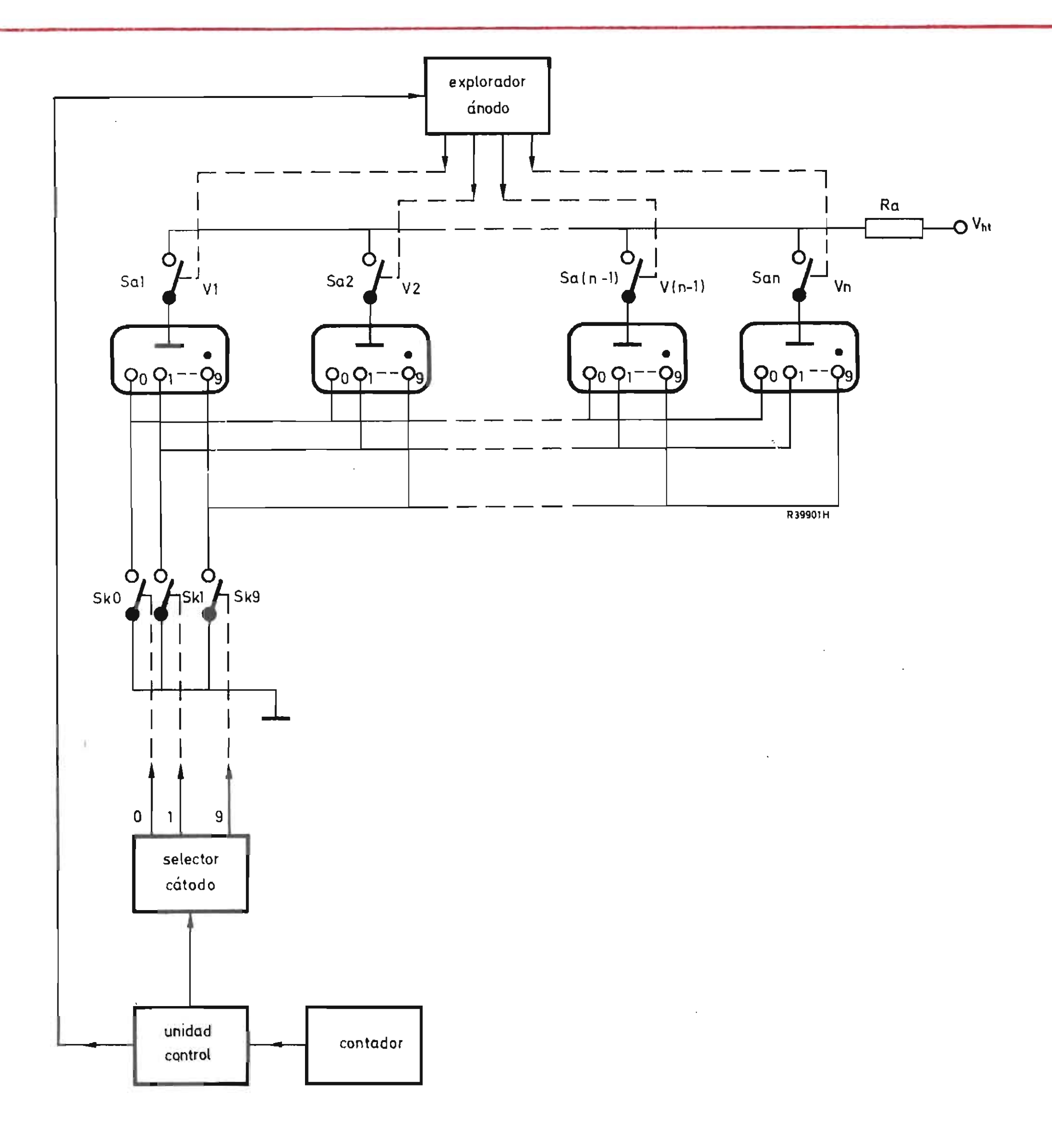


Figura 1. Circuito básico del sistema de visualización por exploración de ánodo.

del tubo indicador numérico controla el conmutador del contador que dirige las señales procedentes del contador al circuito de excitador/decodificador de cátodo.

Los conmutadores del contador son dirigidos secuencial y sincrónicamente con los circuitos de excitación de ánodo. El impulso de control para la excitación de ánodo produce un impulso de alta tensión que enciende el tubo indicador numérico. De este modo, la salida de un determinado contador será visualizada solamente por el tubo indicador numérico correspondiente.

En la figura 3 se representa el circuito de un selector de tubo indicador numérico que controla una visualización de cuatro tubos indicadores numéricos. El circuito consiste en dos divisores binarios constituidos por un circuito integrado FJJ121 y cuatro puertas de decodificación formadas por un circuito integrado FJH131. Las cuatro formas de onda de salida y su relación con el tren de impulsos de reloj de entrada se muestran en la figura 4.

Los conmutadores del contador se pueden construir con puertas O por conexión; la figura 5 muestra un circuito que emplea el circuito integrado FJH231. El valor de los resistores R_W depende del número de puertas y de los niveles de velocidad/potencia necesarios.

En algunos sistemas puede ser necesario que el "recorrido" de los contadores no se visualice, lo cual puede conseguirse incorporando un almacenamiento entre el contador y el conmutador de contador, como se representa en la figura 6. Las salidas del almacenamiento utilizado son las salidas invertidas, puesto que las puertas

Figura 2. Esquema de bloques de un sistema práctico de visualización por exploración de ánodo.

O por conexión invierten las señales y el decodificador ha de tener señales de fase correcta. En los sistemas en los que se emplea almacenamiento es necesario, por tanto, invertir las salidas de las puertas O por conexión antes de aplicar dichas señales al decodificador.

Para un sistema práctico, los componentes típicos serán:

contador	FJJ141	contador de décadas de alta velocidad
almacenamiento	FJJ181	biestable cerrojo cuádruple
puertas O por conexión	FJH231	cuádruple puerta NAND positiva de dos entradas
decodificador/excitador	FJL101	decodificador/excitador BCD a decimal

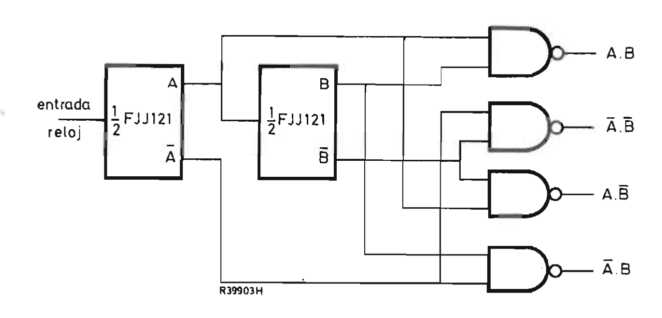


Figura 3. Selector de tubo indicador numérico para visualización de exploración de ánodo con cuatro tubos indicadores numéricos.

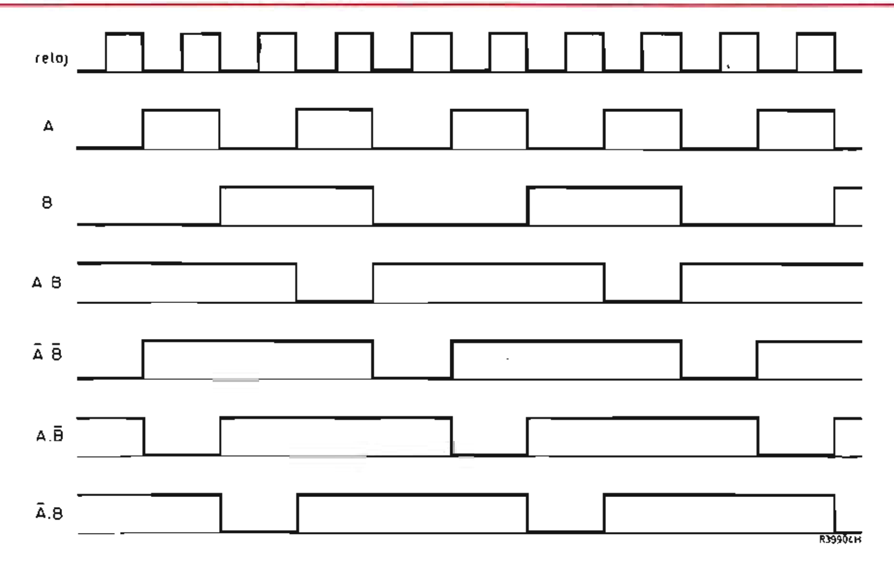


Figura 4. Formas de onda para el selector de tubo indicador numérico.

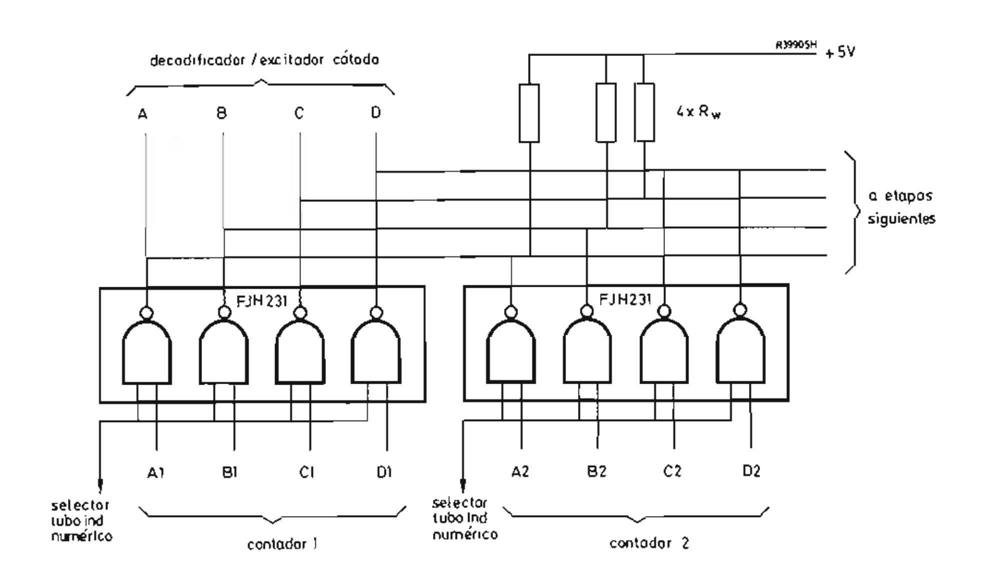


Figura 5. Conmutadores de contador para el sistema de exploración de ánodo.

Circuito excitador de ánodo

La figura 7 representa el circuito del excitador de ánodo. Este circuito está especialmente proyectado para una visualización de cuatro tubos.

Básicamente consiste en cuatro convertidores de c.c., cada uno de los cuales controla un tubo indicador numérico, conectados o desconectados durante un período fijo por una señal en la base del transistor de conmutación. La señal de conmutación se obtiene del selector de tubo indicador numérico representado en el circuito de la figura 3. Si el transistor está bloqueado, la energía almacenada en el transformador se emplea para encender el tubo indicador numérico.

Los tubos indicadores numéricos utilizados con el prototipo son del tipo ZM1176. La corriente media de ánodo para una visualización normal con este tipo es de 1,5 a 2,0 mA, pero para el funcionamiento con impulsos se obtiene un brillo equivalente con una corriente media de 1,25 mA. La corriente de impulso de pico con cuatro tubos indicadores numéricos es de 4 × 1,25 = 5 mA. Las hojas de características indican que la máxima corriente

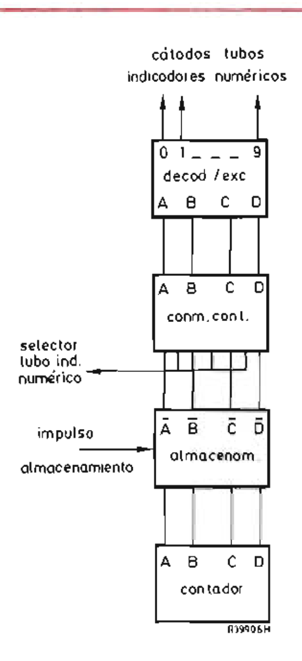


Figura 6. Sistema de excitación de cátodo que incluye almacenamiento.

de mantenimiento V_m para una corriente con impulsos de 5 mA es de 160 V. Puesto que esta tensión ha de permanecer casi constante durante el impulso, si se libera la energía almacenada en el transformador la corriente disminuirá. En el supuesto de una caída de 2 mA, la corriente de impulso se iniciará para 6 mA y caerá para 4 mA (con la forma de onda indicada en la fig. 10).

La tensión de alimentación para la visualización será normalmente de 5 V. Para permitir la caída de tensión a través de los resistores de limitación de corriente, las variaciones de alimentación y el valor límite $V_{CE(sat)}$ de los transistores, el valor eficaz de la tensión de alimentación es de 4,0 V.

La frecuencia de funcionamiento empleada es de 64 kHz. Cada tubo conduce durante 15,6 μs (= t_{on}) y se bloquea durante 46,8 μs (= t_{off}).

La relación de transformación del transformador es:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{DV_m}{V_s\,(1 - D)}.$$

En esta ecuación, n_2 es el número de espiras del secundario, n_1 el del primario, D el ciclo de trabajo de los tubos indicadores numéricos que, para una visualización de cuatro tubos que funcionen secuencialmente, es de 0,25, V_m la tensión de mantenimiento (160 V) y V_s la tensión de alimentación (4,0 V). Si sustituimos estos valores, tendremos:

$$\frac{n_2}{n_1} = 14,$$

como número total más aproximado.

La variación en la corriente del tubo indicador numérico (de 6 a 4 mA) se refleja en el primario del transformador al multiplicarla por la relación de transformación. Así:

variación de la corriente del primario $\Delta I_1 = (6-4) \times 14 =$ $= 28$ mA.

La inductancia del devanado primario es:

$$L_1 = \frac{t_{off}\,V_s}{\Delta I_1} = \frac{46{,}8 \times 10^{-6} \times 4}{28 \times 10^{-3}}$$

$$= 6{,}7 \text{ mH}.$$

La energía tomada por el tubo indicador numérico es:

$$E = t_{on}\, I_{(AV)}\, V_m = 15{,}6 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^{-3} \times 160 =$$

$$= 12{,}5\ \mu J.$$

Esta energía ha de ser también absorbida por el primario del transformador. Con un rendimiento del 90 % en el transformador, la corriente media del primario es:

$$I_{p(AV)} = \frac{E}{t_{off}\,V_s \times 0{,}9} = \frac{12{,}5 \times 10^{-6}}{46{,}8 \times 10^{-6} \times 4 \times 0{,}9} \quad A$$

$$= 74 \text{ mA}.$$

Esta corriente del primario subirá linealmente y tendrá un valor mínimo de cero. El máximo valor será, por tanto, 148 mA.

El número de espiras en el devanado primario se halla a partir de:

$$n_1 = \alpha \cdot \sqrt{L_1 \text{ (en mH)}}\ \}$$

donde α es el número de espiras para una inductancia de 1 mH.

Cuando se utiliza un núcleo FXC 4322 022 04200 (P 18/11) de 18 mm para el transformador, α tiene el valor de 19,5. Por consiguiente:

$$n_1 = 19{,}5 \times \sqrt{(6{,}7)} = 50 \text{ espiras}.$$

El número de espiras en el devanado secundario es:

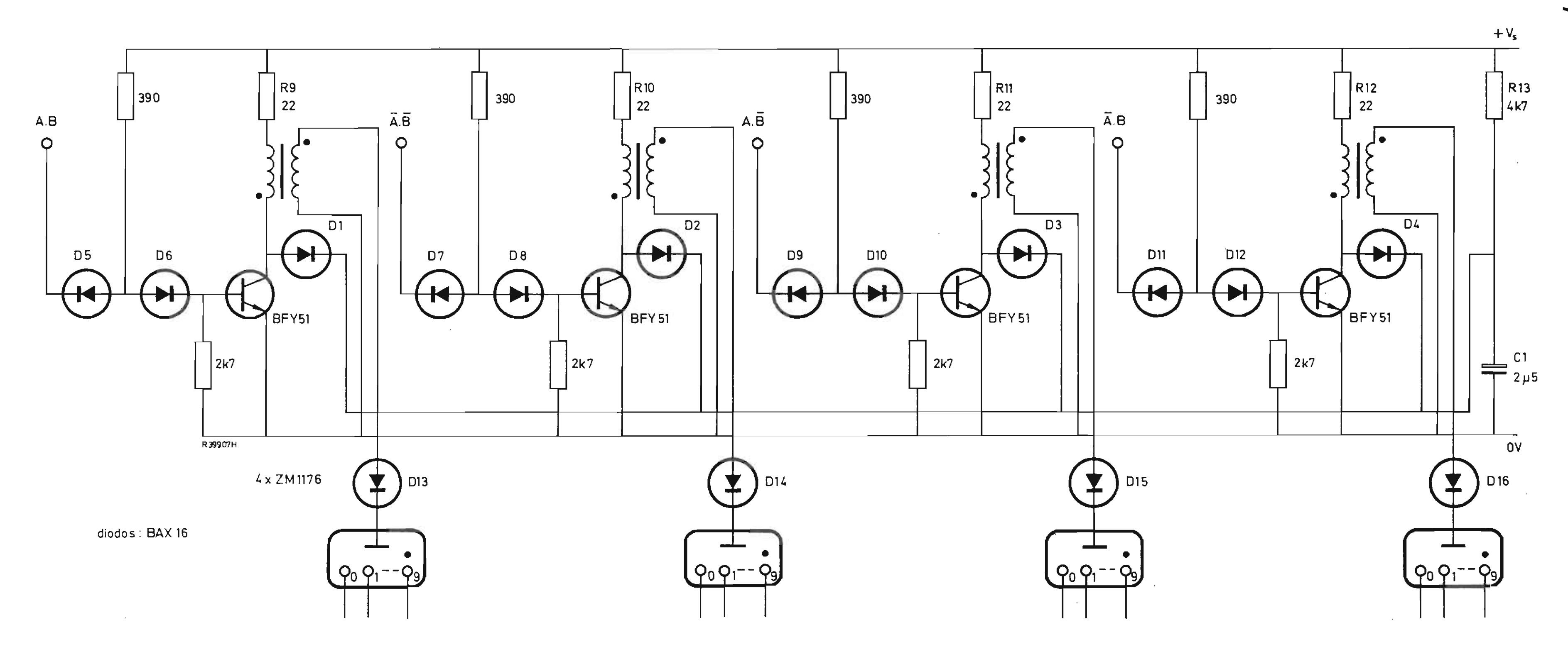


Figura 7. Circuito de excitación de ánodo para sistema de visualización por exploración de ánodo con cuatro tubos indicadores numéricos.

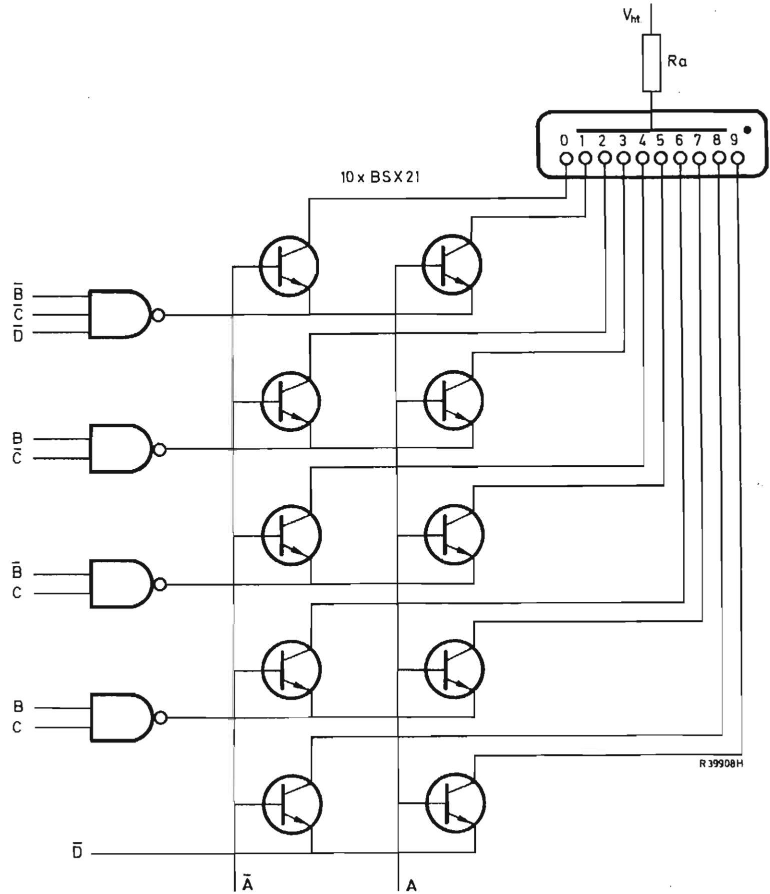


Figura 8. Decodificador par/impar con puertas TTL y transistores para excitar el tubo indicador numérico.

$n_2 = n_1 \times$ relación transformación $= 50 \times 14$

$= 700$ espiras.

Los diámetros de hilo aconsejables para el espacio disponible en la formita y la capacidad de corriente son 0,3 y 0,08 mm para el primario y el secundario, respectivamente.

Por tanto, los datos del transformador son:

núcleo	4322 022 04200(P18/11)
devanado primario	50 espiras de hilo de 0,3 mm
devanado secundario	700 espiras de hilo de 0,08 mm

Puesto que la inductancia de fugas del transformador y la capacidad del devanado pueden oscilar cuando el transistor se bloquea, puede originarse una tensión muy alta. Para evitar esto, se incluye un circuito de amortiguamiento formado por los diodos $D1, D2$, el condensador $C1$ y el resistor $R13$. Los resistores $R9$ a $R12$ se incluyen para proteger los transistores en el caso de un fallo de reloj si tres de los transistores dejaran de conducir. La corriente que los atraviesa estaría limitada sólo por la baja resistencia de los devanados del primario del transformador.

El valor del resistor $R13$ puede hallarse haciendo que la constante de tiempo del devanado primario y el resistor $R13$ sea muy pequeña en comparación con la duración del impulso. Si esta constante de tiempo es una décima parte de la duración del impulso:

$$\frac{L1}{R13} = 1{,}5\ \mu s,$$

de donde:

$$R13 = \frac{6{,}7 \times 10^{-3}}{1{,}5 \times 10^{-6}} = 4460$$

$$= 4{,}7\ k\Omega,$$

valor preferido más próximo.

La tensión de pico del tubo indicador numérico puede subir a 250 V debido al retardo de encendido. Si se prescinde de cualquier oscilación ocasionada por la conmutación, la tensión de pico de colector del transistor es:

$$V_{CM\,máx} = V_s + 250 \frac{n_1}{n_2} = 22\ V.$$

Esta es la tensión generada a través del condensador $C1$ y, por tanto, el condensador ha de poder soportar dicha tensión.

DISEÑO GENERAL PARA EL CIRCUITO DE EXCITACION DE ANODO

Los cálculos del anterior apartado presuponen una visualización de cuatro tubos indicadores numéricos. Para visualizaciones que contengan otro número de tubos indicadores numéricos, el transformador será distinto, pues el diseño depende de los tiempos de conducción y bloqueo del tubo. Representando gráficamente la relación de transformación del transformador en función del número de tubos indicadores numéricos de la visualización, se ve que las visualizaciones se dividen en tres grupos según el valor de la pendiente de la curva trazada. Para cada uno de estos tres grupos fue posible elegir un valor para la relación de transformación que resultara adecuada al número de tubos indicadores numéricos. Con un número constante de espiras en el devanado secundario, puede diseñarse un devanado primario que funcione satisfactoriamente con los tres grupos. Los datos de este transformador son:

núcleo	4322 022 04200(P18/11)
devanado primario	108 espiras, con toma intermedia en 41 y 67
devanado secundario	540 espiras.

El circuito se estudió con impulsos de encendido para el tubo indicador numérico de 12 y 18 μs, y el tiempo de bloqueo se varió hasta que la descarga en el tubo indicador numérico se consideró insatisfactoria. De este modo se han determinado los números máximo y mínimo de tubos indicadores numéricos que pueden funcionar satisfactoriamente a partir de distintas tomas intermedias del transformador. El resultado se resume en la tabla adjunta.

Así pues, este diseño para una visualización dinámica no sólo ofrece la economía que representa el necesitar sólo una alimentación, sino que también es lo suficientemente flexible para realizar visualizaciones de tres a dieciséis tubos indicadores numéricos dentro de un margen de frecuencia de trabajo de 56 a 84 kHz.

DECODIFICADOR/EXCITADOR DE CATODO CON COMPONENTES DISCRETOS

La visualización prototipo con cuatro tubos indicadores numéricos es el número máximo que puede ser excitado por el decodificador/excitador FJL101. Como hemos indicado anteriormente, el diseño puede aplicarse a visualizaciones de hasta 16 tubos indicadores numéricos. En la figura 8 se representa un decodificador/excitador de cátodo adecuado.

Este circuito es un decodificador par/impar con puertas TTL y transistores para excitar el tubo indicador numérico. Los transistores adecuados para los conmutadores de cátodo son el BSX21, BSW69 y BSW70. Las puertas NAND pueden obtenerse mediante el circuito integrado FJH131.

Número de tubos indicadores numéricos en visualización con tomas intermedias en el primario

espiras del primario	longitud de visualización			
	impulsos de 12 μs (84 kHz)		impulsos de 18 μs (56 kHz)	
	mín.	máx.	mín.	máx.
41	3	9	3	10
67	4	13	5	15
108	6	15	7	16

La tensión de alimentaeión es de 4,75 V.

AMPLIFICADOR PARA BAJA FRECUENCIA

El amplificador de potencia para baja frecuencia que se describe a continuación se ha desarrollado especialmente para la sección de audio de los receptores de televisión. Resulta apropiado, además, para toda clase de aplicaciones en las que se requiera un pequeño amplificador de potencia con buenas propiedades de reproducción. La figura 1 representa el circuito del amplificador de 2,25 W con los transistores de silicio BC327 y BC337 en la etapa complementaria de salida. La etapa previa y la de excitación emplean los transistores BC237 y BC307, respectivamente. Para estabilizar la corriente de reposo de la etapa de salida se emplea un estabistor BZX75-C1V4 entre las bases de los transistores.

La figura 2 muestra una placa de circuito impreso para el montaje del amplificador de 2,25 W, representado en la figura 1. La figura 3 muestra la colocación de los componentes sobre la placa de circuito impreso. Los

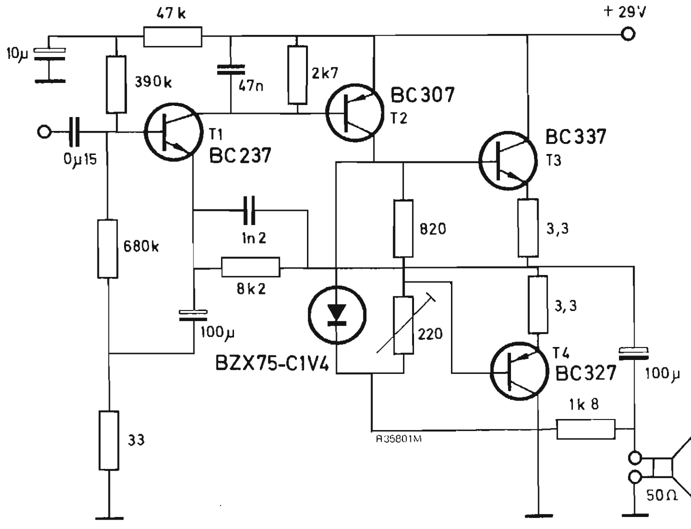


Figura 1.– Circuito del amplificador de 2,25 W.

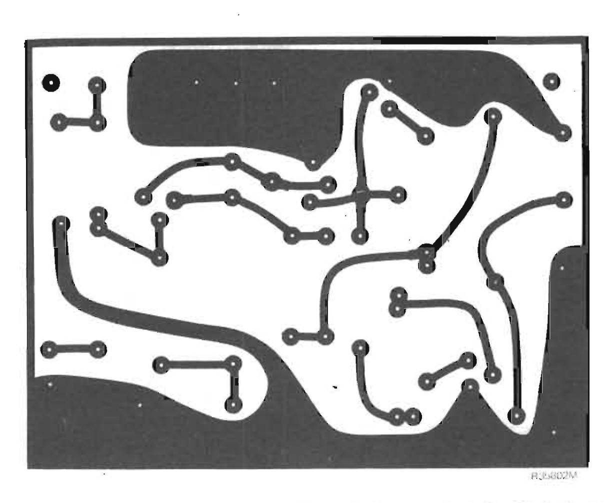


Figura 2.– Placa de circuito impreso para el amplificador de 2,25 W de la fig. 1 (cara del cobre).

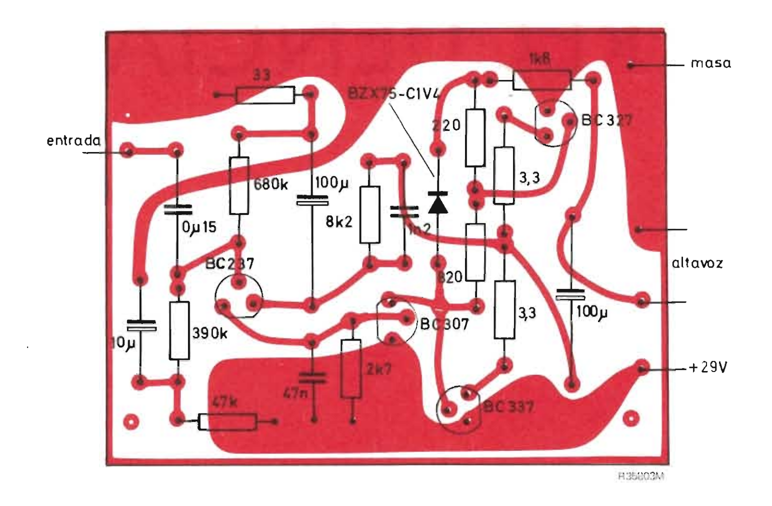


Figura 3.– Distribución de componentes sobre la placa de circuito impreso (cara de los componentes).

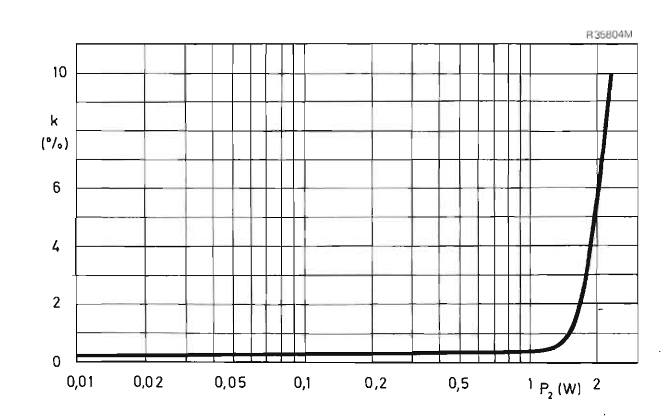


Figura 4.– Distorsión no lineal para f = 1 kHz.

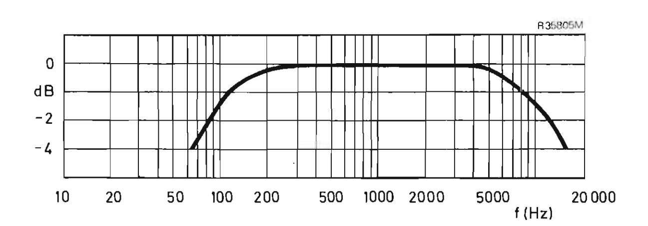


Figura 5.– Respuesta de frecuencia del amplificador, medida para P_2 = 50 mW.

transistores de salida se pueden emplear sin radiador; sólo es menester que los terminales no tengan más de 3 mm de longitud.

El amplificador de 2,25 W representado en la figura 1 funciona con una tensión de alimentación de 29 V. La corriente de reposo de la etapa de salida se ajusta a 1,2 mA con el potenciómetro ajustable de 220 ohmios, para la temperatura ambiente. La corriente de emisor de la etapa previa es de 280 microamperios; la corriente de colector de la etapa excitadora es de 7 mA, y la tensión del punto medio de la etapa de salida es de 13,7 V. El amplificador proporciona a una resistencia de carga de 50 ohmios, para f = 1 kHz, una potencia de salida de P_2 = 2,25 W con una distorsión no lineal de k = 10 %. La figura 4 muestra la variación de la distorsión no lineal, para f = 1 kHz, en función de la potencia de salida. El coeficiente de distorsión no lineal está por debajo del 0,5 % para una potencia de salida inferior a 1,4 W. Con la resistencia de realimentación indicada de 33 ohmios, el amplificador necesita una señal de entrada de V_1 = 7 mV para P_2 = 50 mW y V_1 = 51 mV para P_2 = 2,25 W. Con una realimentación de 22 dB, la amplificación de tensión es de 47 dB. La impedancia de entrada es de $|Z_1|$ = 205 kΩ. La respuesta de frecuencia, medida para P_2 = 50 mW, se muestra en la figura 5; las frecuencias límite son 65 Hz y 15 kHz. El consumo total de corriente del amplificador para P_2 = 2,25 W es de I_{bat} = 110 miliamperios.

GENERADOR DE SEÑALES DE SERVICIO PARA PRUEBAS Y AJUSTE DE UN GENERADOR PAL DE TV COLOR

por A. BARREDA

Este artículo describe un generador de servicio para pruebas y ajuste del generador PAL de un receptor de TV color. A partir de una señal completa de vídeo-color, suministra las siguientes señales:

– señal de crominancia
– señal de luminancia (positiva y negativa)
– impulsos simuladores de retroceso de línea (positivos y negativos).

INTRODUCCION

Para el ajuste, análisis o reparación de las etapas decodificadoras de un receptor de TV color, es necesario disponer del receptor completo para tener las señales que necesita el decodificador.

Con la ayuda del instrumento que se describe, no es necesario el televisor, lo cual representará la mayoría de las veces comodidad y rapidez.

Las características de este instrumento son:

a) señal que se necesita en la entrada: 1 V_{pp} de señal de vídeo color

b) señales que se obtienen en la salida:
 1ª) señal de crominancia, de amplitud ajustable de 10 mV_{pp} a 1 V_{pp}
 2ª) impulsos negativos simuladores de retroceso de línea sincronizados, de duración ajustable entre 1 μs y 20 μs y amplitud de 20 V a 200 V
 3ª) impulsos positivos simuladores de retroceso de línea sincronizados, de duración ajustable entre 1 μs y 20 μs y amplitud de 20 V a 200 V
 4ª) señal de luminancia negativa, de amplitud ajustable de 0,5 V_{pp} a 6 V_{pp} y fijación del tope del sincronismo
 5ª) señal de luminancia positiva, de amplitud ajustable de 0,5 V_{pp} a 6 V_{pp} y fijación del tope del sincronismo.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del circuito. Como puede verse, las distintas señales de salida se obtienen separándolas directamente de la señal de vídeo-color de entrada.

La señal de crominancia se separa con un amplificador sintonizado a 4,43 MHz y de ganancia ajustable.

Los impulsos simuladores de retroceso se obtienen separando primero los sincronismos que luego gobernarán un multivibrador monoestable; éste suministra impulsos sincronizados con los de la señal de entrada y de duración ajustable.

La señal de luminancia se obtiene con un amplificador de vídeo de ganancia ajustable, que rechaza la señal de crominancia. En la etapa de salida se realiza la fijación de los topes de sincronismo a un nivel ajustable.

En la figura 2 puede verse el esquema. El circuito de crominancia está constituido por el circuito integrado TBA560, del cual sólo se utiliza el canal de crominancia.

En la entrada, entre los terminales 1 y 15, se aplica la señal de crominancia separada por el transformador $L1$-$L2$, sintonizado a 4,43 MHz.

La señal de crominancia amplificada por el circuito integrado, se obtiene en el terminal 9. Para que el circuito presente baja impedancia de salida, se añade un paso seguidor de emisor.

El control de la amplitud de la señal de crominancia de salida se realiza variando la tensión continua aplicada

en el terminal 13. La variación de salida es de 1 V_{pp} a 10 mV_{pp} cuando la tensión de control aplicada en el terminal 13 varía de 6,4 V a 4 V.

Los ajustes de los potenciómetros *R*6 y *R*15 se realizarán con la tensión de control de amplitud de crominancia al máximo, para que la señal en el terminal 9 sea de 1 V_{pp} sin distorsión. Con *R*15 se ajusta fundamentalmente la simetría de la señal y con *R*6 la amplitud de la misma.

Los impulsos simuladores de retroceso de líneas se obtienen separando primero los de sincronismo de la señal de vídeo de entrada con un circuito separador de sincronismo clásico (formado por *T*2, *T*3 y *T*4). A continuación estos impulsos son diferenciados por *C*14 y *R*32 y a través del diodo *D*2 gobiernan a un multivibrador monoestable, constituido por *T*5 y *T*6. En los colectores de estos transistores tendremos impulsos de 12 voltios, de polaridad negativa y positiva, sincronizados con los de la señal de entrada y cuya duración depende de la constante de tiempo de descarga del multivibrador [$T = C15 \cdot (R37 + R38)$]. Mediante la acción del potenciómetro *R*37 se consigue que la duración de los impulsos sea ajustable de 1 a 20 μs. Seguidamente estos impulsos son amplificados por *T*7 y *T*8, y así es posible obtener impulsos de 20 V a 200 V, variando solamente la tensión de alimentación de estos transistores finales. El impulso negativo en el colector de *T*7 no es directamente utilizable porque la parte correspondiente al barrido de línea está al potencial de la tensión de alimentación; con *C*18 y *D*3 se consigue la fijación de dicha parte al potencial de cátodo del diodo, en este caso a masa.

La señal de luminancia se obtiene amplificando la señal de vídeo completa y rechazando la señal de crominancia. El paso primero (*T*9) trabaja como amplificador de ganancia ajustable; esto se consigue variando la resistencia de carga. El paso segundo (*T*10) proporciona dos señales invertidas de fase respectivamente en colector y emisor. Entre el primer paso y el segundo se coloca un circuito resonante paralelo formado por *L*4 y *C*21 que rechaza la señal de crominancia. A continuación las dos señales de luminancia son amplificadas respectivamente por *T*11 y *T*12. Los pasos finales están formados por los seguidores de emisor *T*13 y *T*14, con baja impedancia de salida, en cuyas bases se realiza la fijación de los topes de sincronismo de la señal. El nivel de tensión en el cual se realiza esta fijación se puede variar con *R*59 y *R*62.

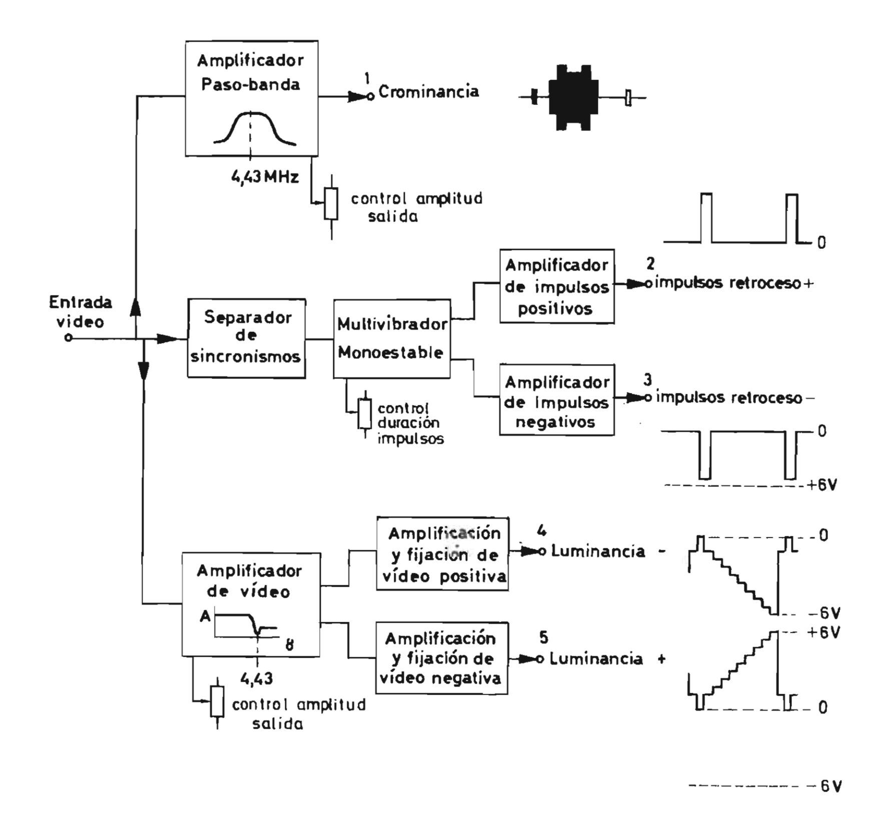
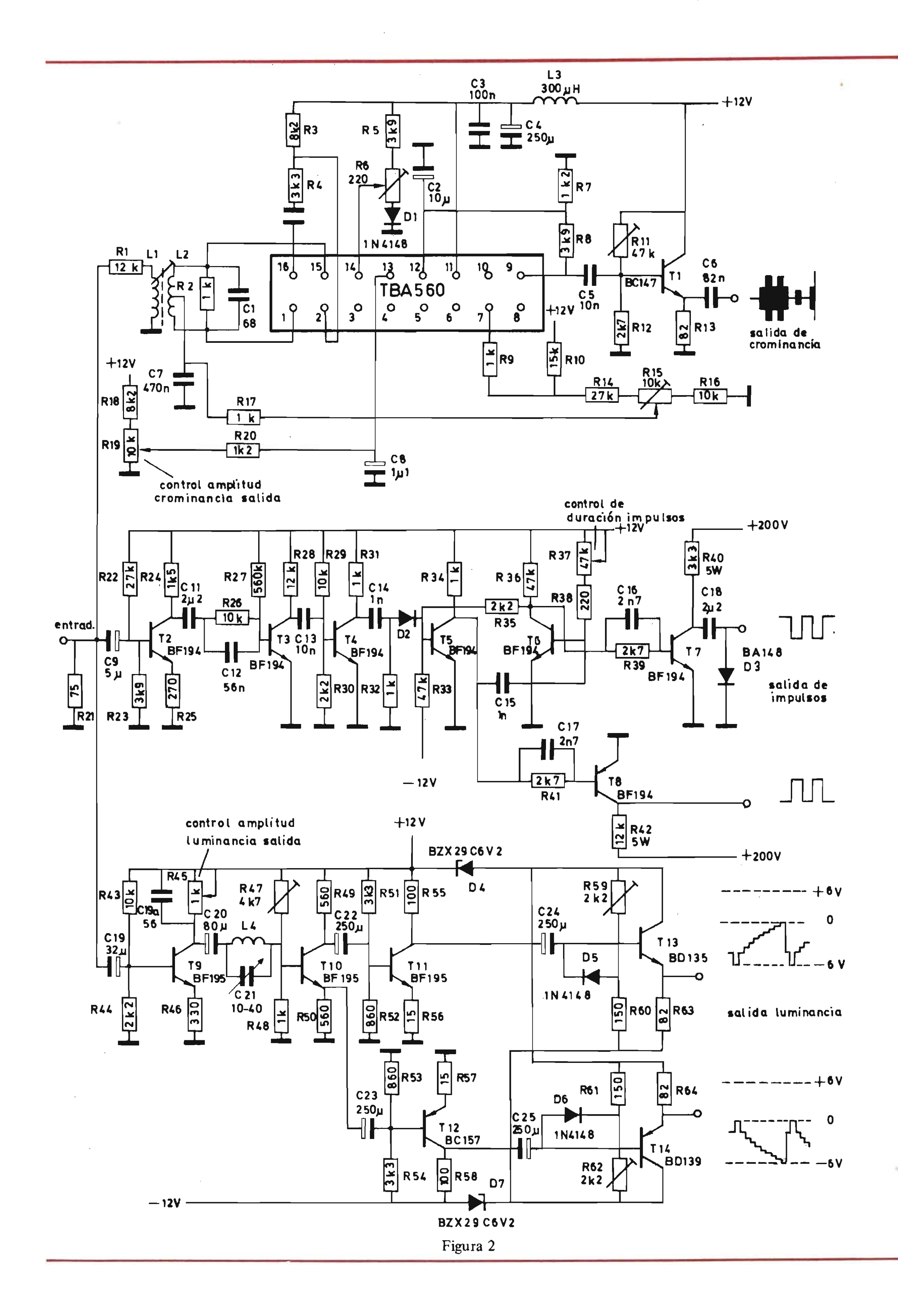
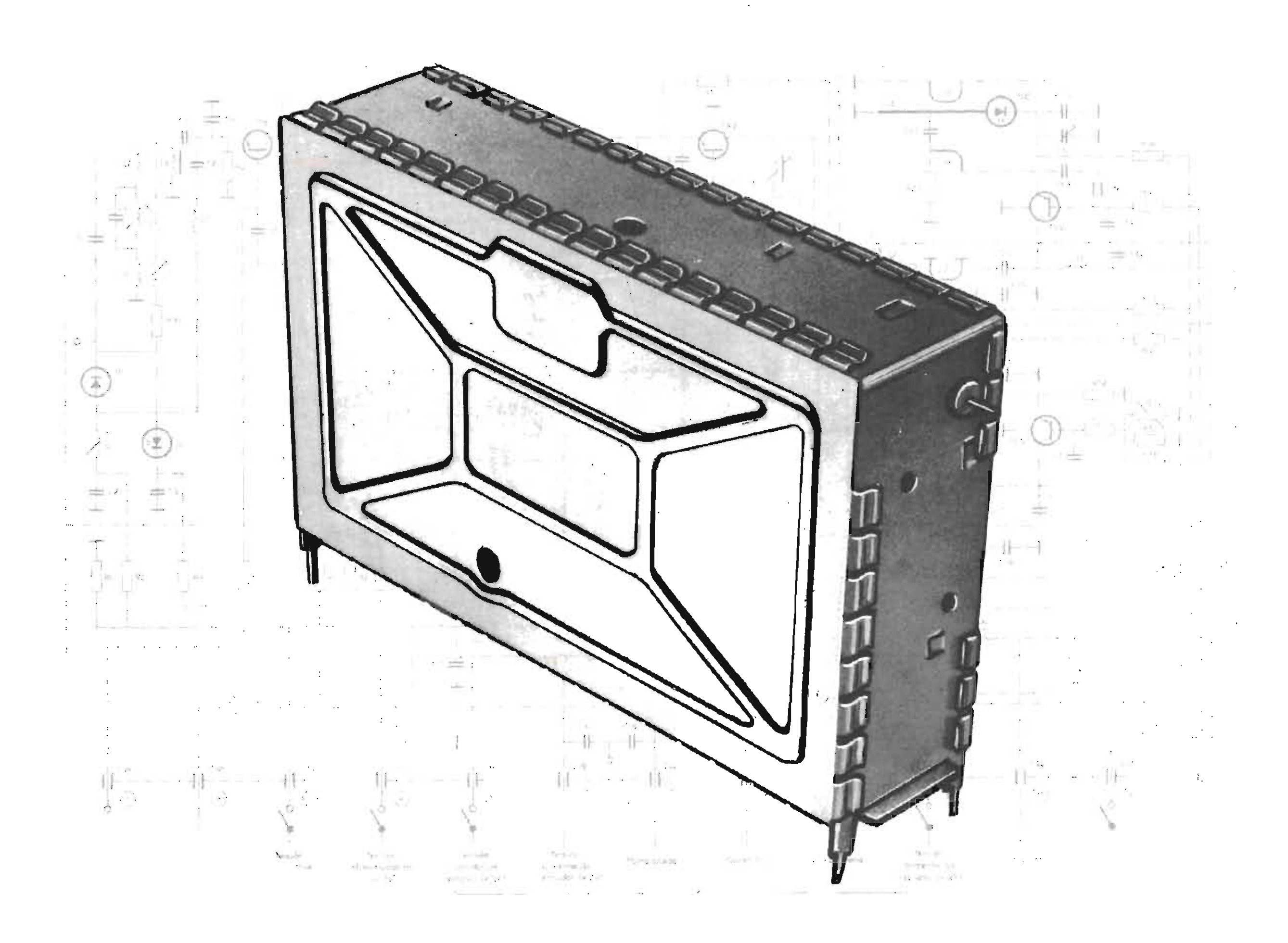


Figura 1



+12V
C3 100n
L3 300 μH
C4 250μ
R3 8k2
R5 3k9
R6 220
C2 10μ
R4 3k3
D1 1N4148
R7 1k2
R8 3k9
R11 47k
BC147
T1
C6 82n
C5 10n
R12 2k7
R13 82
salida de crominancia
TBA560
R1 12k
L1
L2
R2 1k
C1 68
R9 1k
R10 15k
R14 27k
R15 10k
R16 10k
C7 470n
R17 1k
R18 8k2
R19 10k
R20 1k2
C8 1μ1
control amplitud crominancia salida
control de duración impulsos
+200V
R22 27k
R24 1k5
C11 2μ2
R26 10k
R27 560k
R28 12k
R29 10k
R31 1k
C14 1n
R34 1k
R36 47k
R37 47k
R38 220
R40 3k3 5W
C16 2n7
C18 2μ2
entrad.
C9 5μ
T2 BF194
C12 56n
T3 BF194
C13 10n
T4 BF194
D2
T5 BF194
R35 2k2
T6 BF194
R39 2k7
T7 BF194
BA148 D3
salida de impulsos
R21 75
R23 3k9
R25 270
R30 2k2
R32 1k
R33 47k
C15 1n
C17 2n7
R41 2k7
T8 BF194
R42 12k 5W
−12V
control amplitud luminancia salida
BZX29 C6V2
D4
R43 10k
R45 1k
C19a 56
R47 4k7
C20 80μ
L4
R49 560
C22 250μ
R51 3k3
R55 100
R59 2k2
C24 250μ
T13 BD135
D5 1N4148
C19 32μ
T9 BF195
C21 10-40
T10 BF195
T11 BF195
R44 2k2
R46 330
R48 1k
R50 560
R52 860
R56 15
R60 150
R63 82
salida luminancia
+6V
0
−6V
R53 860
R57 15
C23 250μ
T12 BC157
C25 250μ
D6 1N4148
R61 150
R64 82
T14 BD139
R54 3k3
R58 100
D7
R62 2k2
BZX29 C6V2

Figura 2



SINTONIZADOR VHF/UHF

CON DIODOS DE CAPACIDAD VARIABLE

El sintonizador VHF/UHF tipo ELC2000S, con sintonía por diodos de capacidad variable y conmutación electrónica de banda, incorpora importantes novedades gracias a las cuales se consigue una mejor y más fácil recepción de los distintos canales de televisión de las bandas I, III, IV y V del sistema C.C.I.R.

Mecánicamente, todos los componentes van montados sobre un solo circuito impreso y el conjunto encerrado en una caja metálica de reducidas dimensiones. Los puntos de conexión, ajuste y prueba son fácilmente asequibles.

Eléctricamente, un circuito cuidadosamente diseñado y montado proporciona unas excelentes características de funcionamiento, elevada ganancia, bajo factor de ruido, estabilidad, ausencia de interferencia y radiación, ausencia de microfonía, etc.

Si desea conocer las características completas de este nuevo sintonizador para televisión, solicite la hoja de características que acabamos de publicar y que le será enviada gratuitamente. Si desea conocer su aplicación a un receptor de televisión, solicite la Información B11, en la que se describe un televisor para blanco y negro que utiliza dicho sintonizador.

SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA PARA GRANJAS PECUARIAS

El sistema de control de temperatura descrito en este artículo fue proyectado para lugares que necesiten ventilación continua, como cuadras, vaquerías y establos para animales en general. El coste de la instalación es mínimo si se dispone ya de calefacción eléctrica y de ventilación forzada, pues sólo se ha de añadir el sencillo sistema de control. Cuando los calefactores están conectados, el ventilador gira a baja velocidad para proporcionar el mínimo de ventilación necesario. Tan pronto como la temperatura alcanza el valor prefijado, los calefactores se desconectan y la velocidad del ventilador aumenta con la temperatura (ventilador controlado por triac). Se ha introducido adrede una zona muerta para evitar respuestas indeseadas del sistema a pequeñas variaciones de temperatura.

FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO

Circuito de potencia y de disparo (fig. 1).

El motor del ventilador, *M*, está controlado en fase por el triac *TH*2. Se trata de un motor de inducción asíncrono, pues es el tipo más adecuado para esta aplicación. El triac recibe un impulso de disparo cada semiciclo mediante la descarga de *C*1 en el devanado primario del transformador de impulsos TT60, a través de un conmutador controlado de silicio, *TH*1. El circuito de disparo se alimenta por una tensión rectificada en doble onda, recortada a 24 V por el diodo *D*2 (forma de onda 1). El condensador *C*1 se carga a través de un generador de corriente *TR*1 (forma de onda 3). En cuanto la tensión del condensador supera la tensión de la puerta anódica de *TH*1 (forma de onda 2), el conmutador controlado de silicio entra en conducción y descarga bruscamente el condensador. La velocidad de carga de *C*1 viene determinada por el transistor *TR*1. Al aumentar la tensión de control aplicada a los terminales de entrada del transistor, *C* y *D*, *TR*1 conduce más y *C*1 se carga más aprisa. De este modo el triac se dispara antes en cada semiciclo con lo que aumenta la velocidad del ventilador. Por medio de *R*3 y *R*4 se mantiene una corriente de carga mínima; así la velocidad del ventilador nunca es inferior a un valor mínimo, ajustado con *R*4. El diodo *D*3 suprime los transitorios debidos a la energía magnética almacenada en TT60, protegiendo así a *TH*1.

Circuito de control (fig. 2).

La alimentación de corriente continua para el circuito de control se obtiene de un bobinado separado del trans-

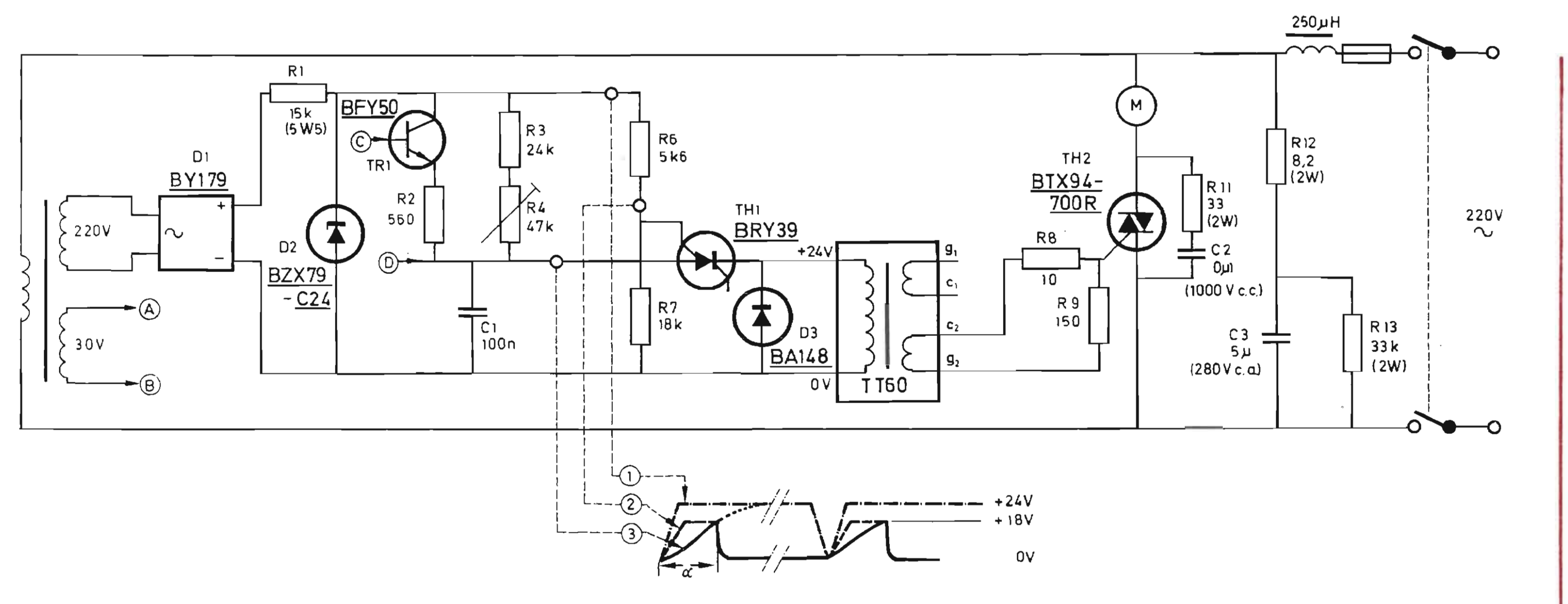


Fig. 1. Circuito de potencia y disparo, con sus formas de onda. El circuito de potencia está dibujado con líneas gruesas. M = motor del ventilador, tipo inducción asíncrono. α = ángulo de disparo del triac.

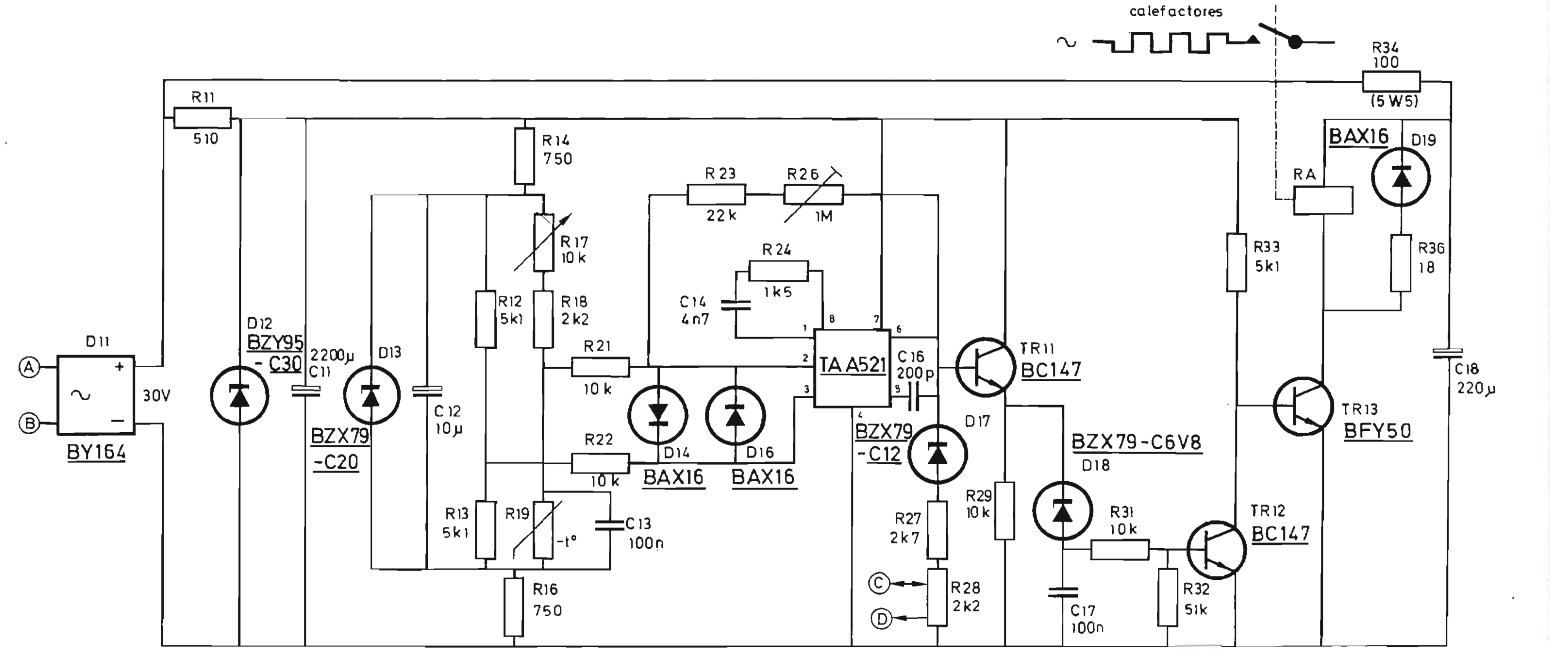


Fig. 2. Circuito de control. R19 resistor NTC: número catálogo: 2322 636 01472 (4,7 kΩ a 25°C). Comparar con la figura 1 para los terminales A, B, C y D.

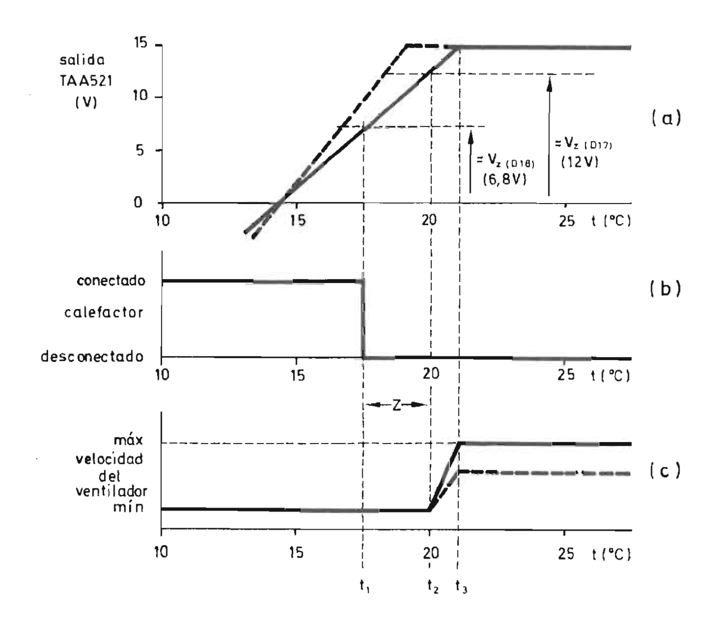


Fig. 3. Características simplificadas que ilustran el funcionamiento del regulador. Z = zona muerta; t1, t2 y t3 alrededor de 17,5°C, 20°C y 21°C respectivamente.

formador de alimentación (terminales *A* y *B* en las figs. 1 y 2) y se estabiliza mediante *D*12. El elemento de control central es un amplificador operacional TAA521, cuya entrada diferencial es alimentada por un puente sensible a la temperatura *R*12-*R*13–*R*17-*R*18-*R*19. A baja temperatura, la salida del TAA521 está cerca de cero, o es, incluso, negativa. Como consecuencia de ello, el transistor *TR*12 está bloqueado y el *TR*13 saturado; el relé *RA* está activado conectando así los calefactores. La salida del TAA521 sube con la temperatura y cuando es suficientemente positiva, el diodo *D*18 entra en avalancha. Entonces es *TR*12 el que se satura y *TR*13 queda bloqueado, lo cual desactiva el relé *RA*, y se desconectan los calefactores. Con un nuevo aumento de temperatura, la salida del TAA521 llega a un valor suficientemente elevado para que también el diodo *D*17 entre en avalancha; entonces se aplica una tensión de control a los terminales de entrada *C* y *D* de *TR*1 (fig. 1), con lo cual aumenta la velocidad del ventilador. Se obtiene un eficaz control de la temperatura, porque cuanto mayor sea ésta mayor cantidad de aire se renovará.

Características simplificadas (fig. 3).

Hay una zona muerta, indicada por *Z*, de modo que el sistema no reacciona innecesariamente a pequeñas fluctuaciones de la temperatura. La zona muerta depende de la diferencia entre los niveles de avalancha de *D*17 y *D*18 (fig. 2). Su anchura se ajusta por medio del resistor ajustable *R*26, con el cual se modifica la ganancia del amplificador operacional (línea de trazos en la fig. 3a). El resistor *R*28 sirve para ajustar la máxima velocidad del ventilador (línea de trazos en la fig. 3c).

Ajuste del circuito.

1. Fijar la temperatura controlada con *R*17 (fig. 2).
2. Ajustar la anchura de la zona muerta con *R*26 (fig. 2).
3. Fijar la velocidad mínima del ventilador con *R*4 (fig. 1).
4. Fijar la máxima velocidad del ventilador con *R*28 (fig. 2).



ALFREDO BOSQUE PALACIN

SERVICIO DE TELEVISION
Biblioteca Técnica Philips. Paraninfo. Madrid, 1971.
Un volumen de 292 páginas (14 x 21 cm).

Obra destinada a quienes se dedican a reparar televisores y desean conocer de manera simple y concisa toda la teoría básica y los circuitos que integran los receptores de televisión, así como la unidad transmisora. Se incluyen las últimas técnicas con transistores, circuitos integrados, etc.

El texto viene complementado con un gran número de fotografías de las anomalías que se pueden encontrar en los receptores de televisión y con un análisis de circuitos comerciales, europeos y americanos, de gran interés por su sentido eminentemente práctico.

La exposición es sencilla y clara, por lo que resulta de fácil lectura, a la vez que proporciona en un solo libro todos los conocimientos que un técnico debe poseer.

Para que el lector pueda formarse una idea sobre el contenido de este libro, a conti-



J. ALIAGA ARQUE

EL GENERADOR DE BAJA FRECUENCIA
Colección Manuales para el Radiotécnico. Ediciones Cedel. Barcelona, 1971.
Un volumen de 288 páginas (17 x 24 cm).

El creciente interés que suscitan los equipos de reproducción sonora, especialmente los de alta fidelidad, obliga a todo técnico o aficionado a un perfeccionamiento de los medios que debe dominar para poder realizar una eficaz labor en este campo. En esta obra encontrará una valiosa ayuda a este respecto.

Está dividido en seis capítulos. En el primero se estudian detalladamente los circuitos generadores de onda sinusoidal, cuadrada e impulsos y se analiza la composición y funcionamiento de los pasos compensadores, separadores y de salida, poniendo claramente de relieve cuáles son las virtudes y cuáles los defectos de cada circuito particular. Este primer capítulo sirve de base para el estudio de diez generadores distintos de tipo popular elegidos de entre los más representativos que actualmente existen en el mercado. La descripción de estos últimos generadores se hace en el segundo capítulo. El tercer



JOSE VAZQUEZ ABARRATEGUI

ANTENAS
Colección Escuela del Técnico Electrónico. Ediciones Cedel. Barcelona, 1972.
Un volumen de 80 páginas (19 x 13 cm).

Desde que Tomás Alba Edison patentó un sistema mediante el cual las cargas electrostáticas producidas en el extremo de una torre metálica elevada se transmitían a otra torre con idénticas características, y desde que Marconi, añadiendo una toma de tierra consiguió captar las ondas hertzianas a varias millas de distancia, se han estudiado extensamente las antenas, dado que la calidad y eficacia de la antena condiciona tanto la emisión como la recepción.

El autor trata el tema de la presente obra con la ayuda de numerosas figuras. Las diferentes clases de antenas, características, condiciones de uso y aplicaciones más favorables están expuestas con sencillez en este resumen técnico, de forma que al aficionado no le resultará difícil entrar en este mundo tan complejo como es el de las antenas.

nuación indicamos el índice: Idea general sobre la transmisión. Esquema sinóptico de un receptor de televisión. Sintonización. Frecuencia intermedia, detector de vídeo y C.A.G. Amplificador de vídeo y tubo de imagen. Generadores de barrido. Etapa de salida de línea y M.A.T. Control automático de frecuencia. Alimentación. Antena de recepción. Localización simplificada y sistemática de averías en los receptores de televisión. Localización de averías con ayuda de la imagen de la pantalla. Instrumental de servicio y ajustes. Análisis de circuitos comerciales.

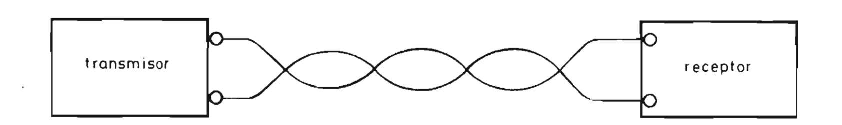
capítulo se ocupa de cómo se ajusta, maneja, mantiene y mejoran las características de estos aparatos, así como de la posibilidad de estudiar sus cualidades y defectos. Los tres restantes capítulos están dedicados a las aplicaciones prácticas del generador de baja frecuencia, tanto en los amplificadores de alta calidad como en las pruebas de componentes, receptores, televisión, aparatos de medida, emisores, reparaciones, etc.

En resumen la obra constituye una excelente guía para poder elegir un generador y para poder sacar el máximo provecho del que ya se haya adquirido.

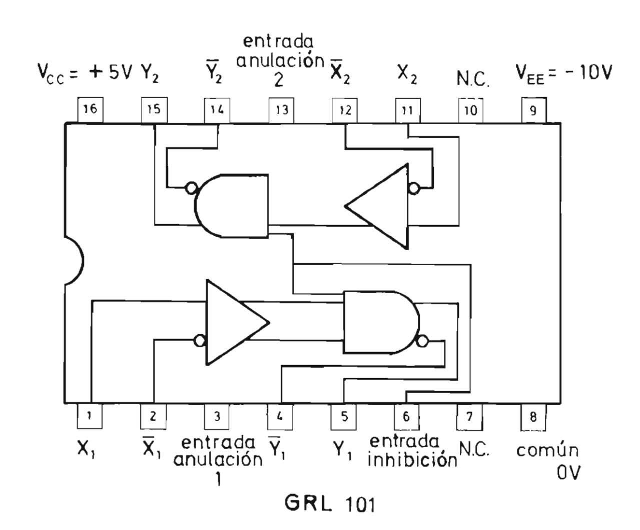
Resumen del índice: Obtención de oscilaciones. Los osciladores utilizados en los generadores. La generación de onda cuadrada. La generación de impulsos. Circuitos de compensación de frecuencia. Los pasos separadores de salida. La generación de doble tono. Ante la adquisición de un generador de BF. Los generadores de BF en la práctica (onda sinusoidal, cuadrada y doble tono, con medidor de salida y de laboratorio) a válvulas y transistores. Ajuste, manejo, mantenimiento, pruebas y mejoras. Pruebas y amplificaciones sencillas en el propio generador. Tratamiento de los amplificadores de BF. La onda cuadrada como señal de prueba. Los aparatos auxiliares en el uso del generador de BF. Usos normales del generador. Usos especiales.

Resumen del índice: Antenas. Ondas de radio. Refracción. Frecuencia crítica. Capa esporádica. Constitución de la ionosfera. Funcionamiento de VHF y UHF. Clasificación de las ondas de radio. Impedancia característica. Cálculo de impedancias. Coeficiente de reflexión. Líneas aperiódicas. Ganancia direccional. Antena Marconi. Antena Hertz. Antena Zeep. Sistema Yagi. Antenas de UHF. Antenas de abanico. Antenas Rómbicas. Antenas reflectoras. Cálculo del campo eléctrico en un dipolo simple. Forma de medir la tensión.

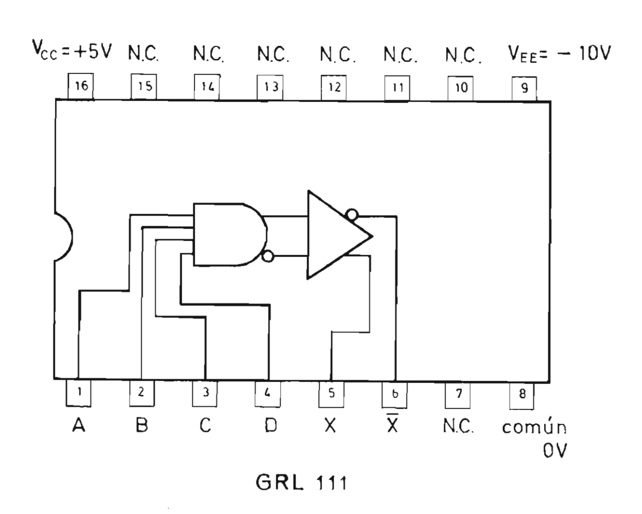
¿Cómo transmitir a distancia información digital a elevada frecuencia y con gran inmunidad a ruido?



NUESTROS CIRCUITOS INTEGRADOS GRL101 (DOBLE RECEPTOR) Y GRL111 (TRANSMISOR) RESUELVEN EL PROBLEMA



GRL 101



GRL 111

PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS

V_{CC} nom.	Tensión de alimentación	+ 5 V
V_{EE} nom.	Tensión de alimentación	– 10 V
Inmunidad de tensión modo común entre transmisor y receptor (mín.)		± 6 V
Margen de temperatura de trabajo		0 a 70 °C

GRL101

Retardo de propagación (típ.)	25 ns
Entradas: línea	diferencial equilibrado
strobe	TTL (serie FJ)
Salida	TTL
Disipación de potencia (por receptor)	140 mW

GRL111

Retardo de propagación	14 ns
Entrada:	TTL (serie FJ)
Fan-in	4
Corriente de salida equilibrada (típ.)	14 mA
Disipación de potencia (típ.)	300 mW

TRIMMERS

trimmers miniatura con dieléctrico plástico

Hemos introducido una serie de trimmers nuevos que, por sus excelentes características eléctricas, resultan muy útiles y adecuados para su montaje en circuitos impresos, especialmente para aparatos de radio, televisión y equipos industriales de tipo miniatura. Se construyen en una base plástica, y el material dieléctrico proporciona un elevado grado de estabilidad. Se ajustan por medio de un tornillo situado en la parte superior. Los terminales se adaptan a una rejilla de 2,54 milímetros.



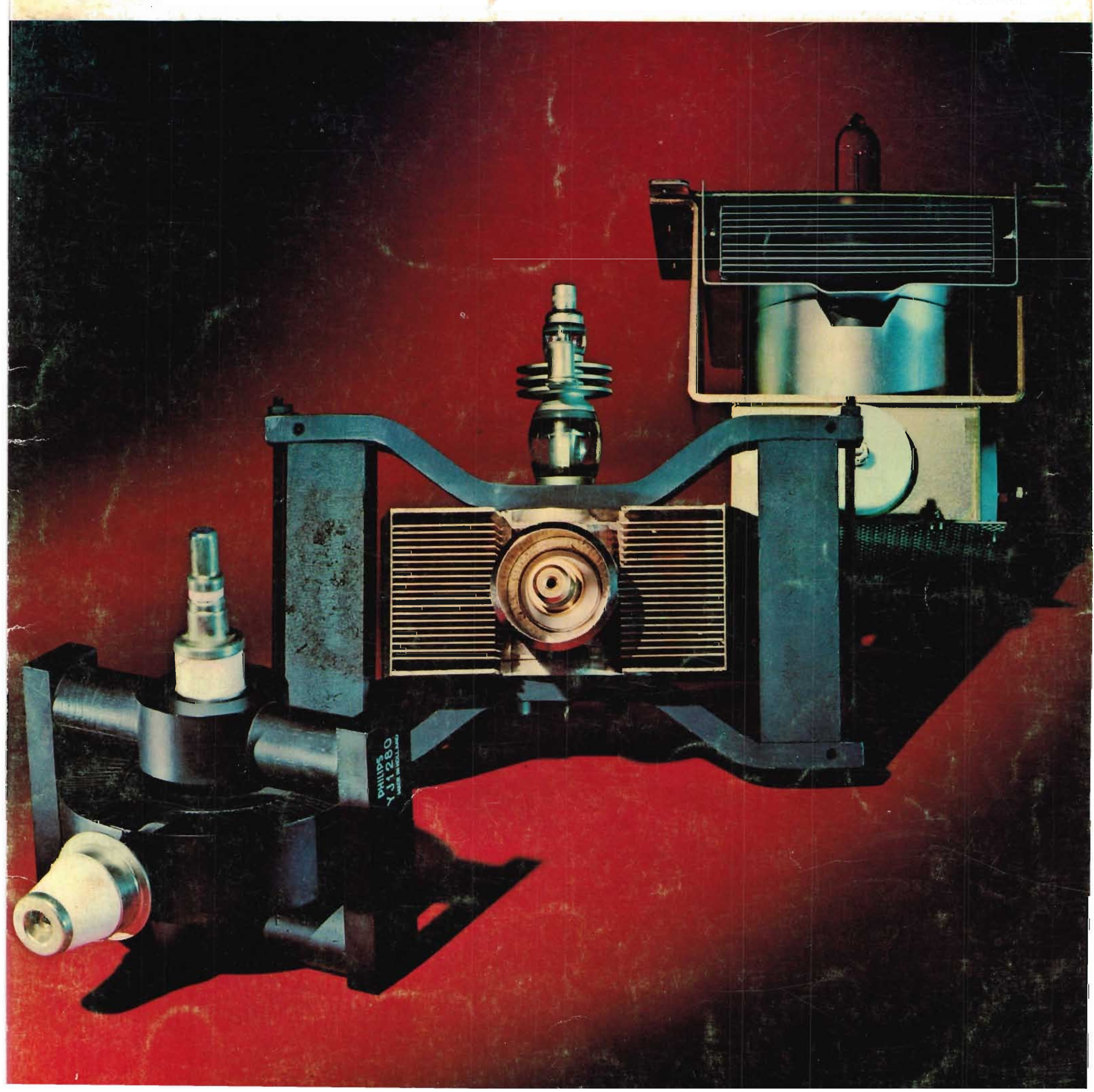
CARACTERISTICAS

Tensión nominal	100 V_{cc}
Margen de temperatura tolerable	−40 a +70 °C
Resistencia de aislamiento mín.	10 000 MΩ

	Número de catálogo 2222 808						
	00014	00004	00005	00006	91503 01025	01001 01026	
		00011	00012	00013	91504 01027	01004 01028	
Capacidad máxima Capacidad mínima	⩾ 3,5 ⩽ 1,2	⩾ 5,5 ⩽ 1,4	⩾ 10 ⩽ 2	⩾ 22 ⩽ 2	⩾ 40 ⩽ 5,5	⩾ 65 ⩽ 5,5	pF pF
Coeficiente temperatura	−550 ± 250	−350 ± 300	−200 ± 300	−350 ± 250	−400 ± 300	−200 ± 300	‰/°C
Amortiguamiento mínimo en paralelo a 1,0 MHz	10	10	3	3	3	3	MΩ
Par de trabajo	0,1 - 1,5	0,1 - 1,5	0,1 - 1,5	0,1 - 0,5	0,2 - 2,5	0,2 - 2,5	Ncm
Variación máx. capacidad con una carga axial de 2 N	0,02	0,05	0,1	0,1	0,2	0,3	pF
Peso	0,7	0,7	0,7	0,8	1,2	1,3	g
Color de la base	azul	gris	amarillo	verde	gris	amarillo	

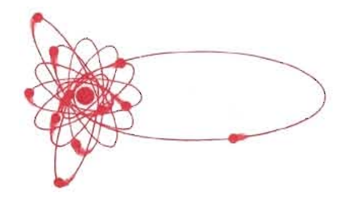
REVISTA "Miniwatt"

Vol. 11-Núm. 10 NOVIEMBRE 1972 25 Ptas.



REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

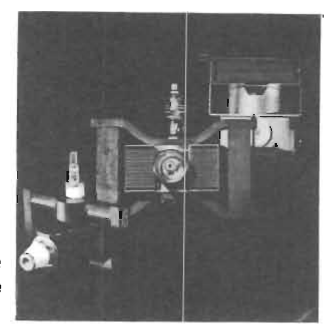
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Magnetrones empleados en hornos de microondas para calentamiento de alimentos.

ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 10 NOVIEMBRE 1972

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Linear Integrated Circuits
General

Part 6 Digital integrated circuits
General
DTL (FC family) TTL (GJ family)
DTL/HNIL (FZ family) CML (GH family)
TTL (FJ family) MOS (FD family)

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

AMPLIFICADOR DE AUDIO DE ALTA CALIDAD

Este amplificador de audio de alta calidad suministra una potencia de 50 W a una carga de 8 ohmios con una distorsión armónica total inferior a 0,025 % para 1 kHz.

INTRODUCCION

En este amplificador de audio de alta calidad se utilizan transistores de silicio con cápsula plástica, a excepción del par de salida. Los transistores de salida son de tipo homotaxiales para elevada disipación de potencia con alta tensión de alimentación, y su cápsula es del tipo TO-3. Una etapa clase B, con circuito semicomplementario, modificado, que utiliza un BD139A, BD140A y un par adaptado de transistores BD184, va precedida de un excitador previo con BD139A y dos transistores BC157 en la etapa de entrada. Otro transistor, un BC148, estabiliza las condiciones de reposo.

Se presentan dos métodos para proteger el amplificador frente a cortocircuitos en los terminales de salida.

Descripción del circuito

Dos transistores, *TR*1 y *TR*2, que constituyen una etapa de entrada en par diferencial, y un comparador de tensión de punto medio proporcionan el control de la tensión del punto medio sin necesidad de un ajuste previo. La señal se toma del colector de *TR*1 para el excitador previo *TR*3, y la salida de este transistor se aplica a la etapa de salida, formada por los transistores *TR*5 a *TR*8. El diodo *D*1 protege al excitador previo contra cortocircuito; en estas condiciones la salida se fija a cero voltios y, si no hubiera el diodo de protección, *TR*3 sería atravesado por una elevada corriente con la mitad de la tensión de línea en su colector.

El transistor *TR*4 compensa la variación en la corriente de reposo originada por las variaciones de la temperatura ambiente y de la tensión de alimentación. La corriente de reposo en el par de salida se ajusta entre 55 y 60 mA por medio del potenciómetro *R*12.

La etapa de salida difiere del montaje convencional semicomplementario por la disposición *bootstrapping* doble, la cual presenta tres ventajas:

1) la máxima excitación de base para cada mitad de la etapa de salida está bien definida y limitada a un valor convenientemente bajo que, en el caso de un cortocircuito de los terminales de salida, puede ser desviado de los transistores por el circuito de protección
2) esto permite que el excitador previo esté protegido como antes se ha descrito, y
3) para una tensión de alimentación dada, se consigue una excursión de la tensión de salida algo mayor.

El diodo *D*2 se incluye para mejorar la linealidad de la característica de la transferencia en la zona de cruce adaptando las características de transferencia del excitador y de los transistores de salida.

Se emplea una alimentación de potencia dividida para mejorar la respuesta de baja frecuencia del circuito. El consumo total de corriente del amplificador es de 1,15 A.

Protección contra cortocircuito

En las figuras 2a y 2b se representan dos métodos para proteger el amplificador contra cortocircuitos de los terminales de salida; las letras se refieren a los puntos de conexión en el circuito amplificador.

Circuito núm. 1 (fig. 2a)

Los transistores están normalmente bloqueados. Si los terminales de salida del amplificador se cortocircuitan, pasa una elevada corriente de pico, y cuando las tensiones de base a emisor de los transistores *TR*9 y *TR*10 alcanzan un nivel crítico, establecido por medio de los potenciómetros *R*22 y *R*23, los transistores entran en conducción, de modo que se extrae corriente de los transistores de excitación del amplificador. Los diodos *D*5 y *D*6 se incluyen para evitar que pase corriente si las uniones de colector-base de los transistores están polarizadas en sentido directo.

Este circuito sólo proporciona protección por poco tiempo; el tiempo de seguridad depende del tamaño del radiador.

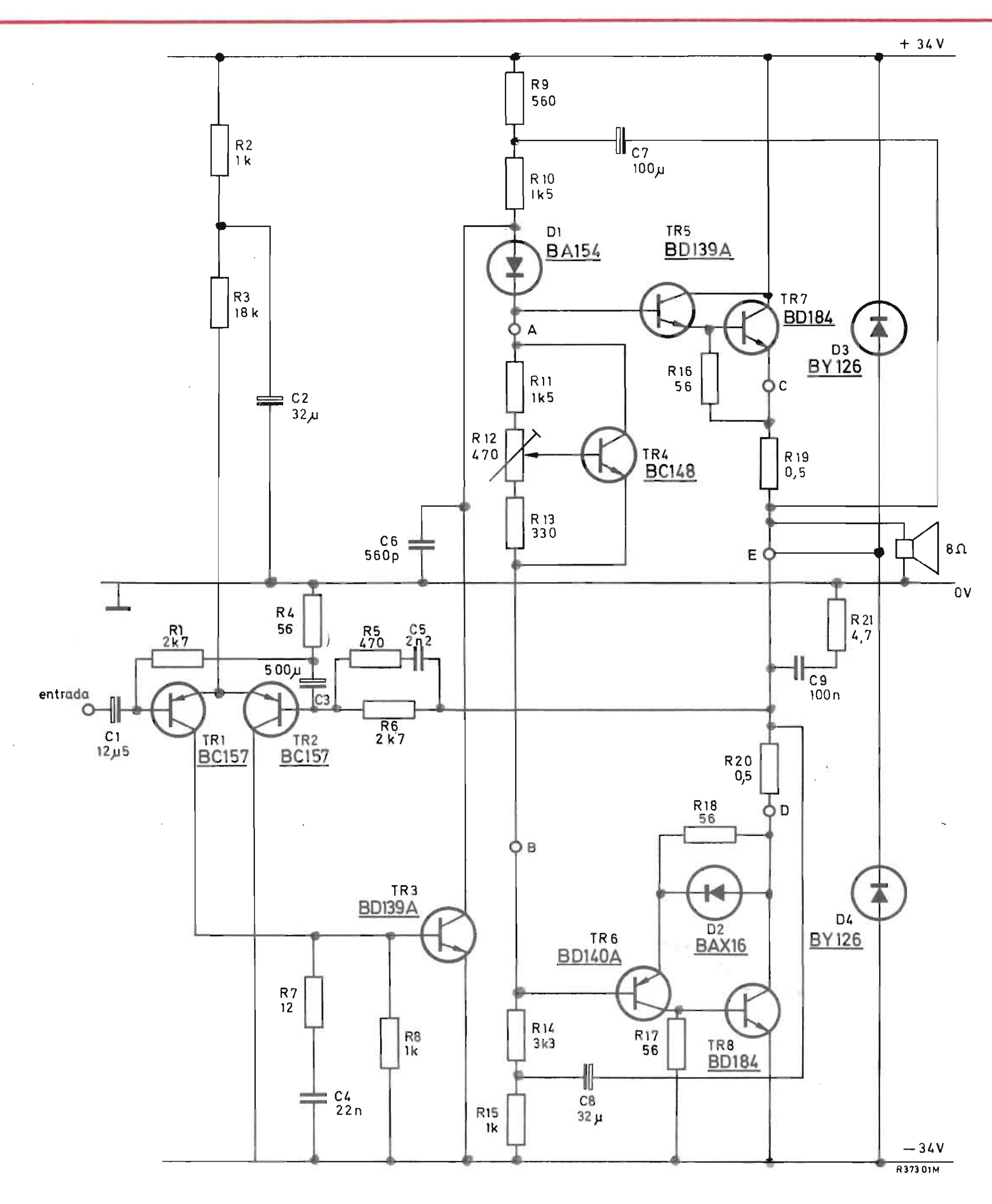


Figura 1. Circuito del amplificador de 50 W

Circuito núm. 2 (fig. 2b)

Este circuito proporciona protección por largo tiempo. Cada par de transistores –*TR*9, *TR*11 y *TR*10, *TR*12– funciona de modo parecido a un tiristor. Si se presenta un cortocircuito, la tensión entre los extremos de los resistores *R*19 y *R*20 aumenta, y los pares de transistores se disparan, suprimiendo así la excitación a los transistores de salida.

Características

Los datos se refieren a una potencia de salida de 50 W en una carga de 8 ohmios, si no se indica lo contrario.

Tensión de alimentación	–34 a 0 a +34 V
Sensibilidad	420 mV
Impedancia de entrada	90 kΩ
Distorsión armónica total	
para $f = 1$ kHz	< 0,025 %
para $f = 12{,}5$ kHz	< 0,15 %
Distorsión de intermodulación	
poco antes del corte	< 0,25 %
para salida inferior a 5 V	< 0,05 %
Respuesta de frecuencia	
puntos de –1 dB	10 Hz a 20 kHz
puntos de –3 dB	7 Hz a 35 kHz
Factor señal-ruido	
para potencia de salida de 50 mW	> 76 dB
Ancho de banda de potencia	
para distorsión total armónica de 1 %	< 20 Hz a > 20 kHz

Componentes

Amplificador

Transistores y diodos

TR1	BC157	TR7	BD184
TR2	BC157	TR8	BD184
TR3	BD139A	D1	BA154
TR4	BC148	D2	BAX16
TR5	BD139A	D3	BY126
TR6	BD140A	D4	BY126

Los transístores TR7 y TR8 son un par adaptado.

Resistores (1/8 W, ± 10 % de tolerancia, si no se indica lo contrario)

R1	2,7 kΩ	R12	470 Ω ajustable
R2	1 kΩ	R13	330 Ω

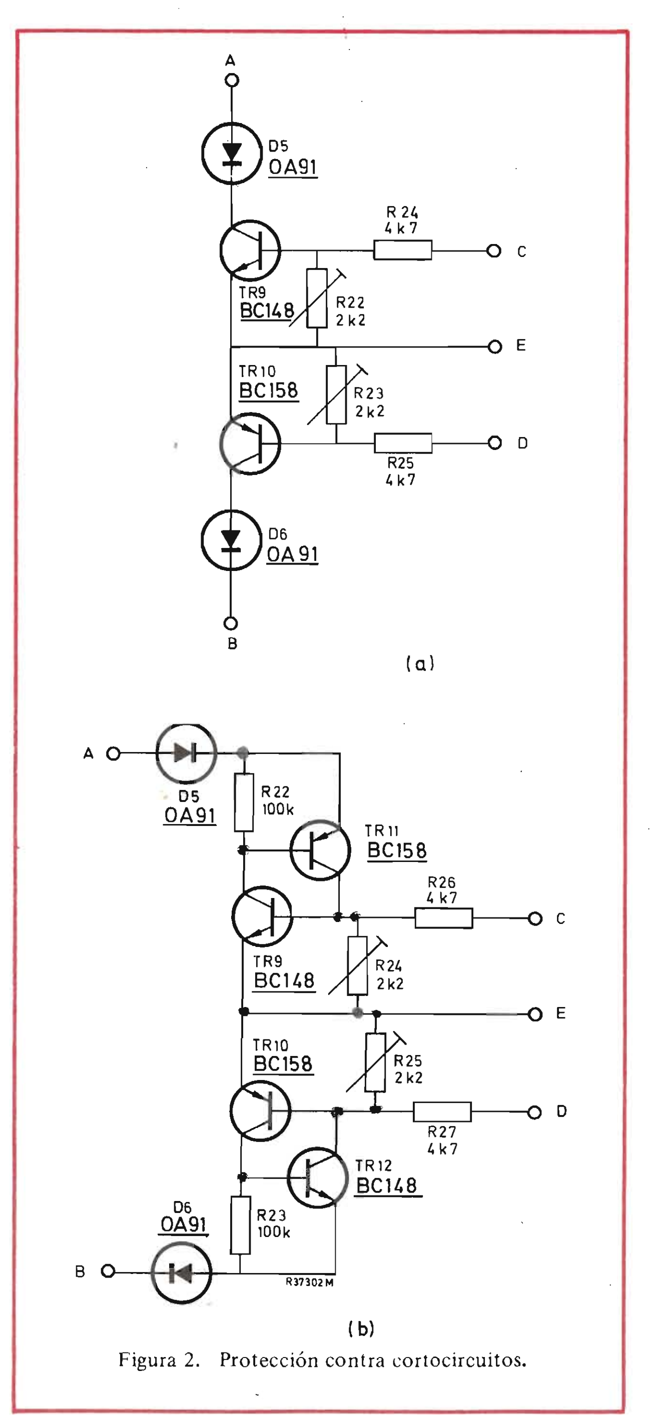


Figura 2. Protección contra cortocircuitos.

R3	18 kΩ	R14	3,3 kΩ
R4	56 Ω	R15	1 kΩ, 1/2 W
R5	470 Ω	R16	56 Ω
R6	2,7 kΩ	R17	56 Ω
R7	12 Ω	R18	56 Ω
R8	1 kΩ	R19	0,5 Ω
R9	560 Ω, 1 W	R20	0,5 Ω
R10	1,5 kΩ	R21	4,7 Ω
R11	1,5 kΩ		

Condensadores

C1	12,5 μF, 25 V	electrolítico
C2	32 μF, 40 V	electrolítico
C3	500 μF, 2,5 V	electrolítico
C4	22 nF	película metalizada
C5	2,2 nF	poliéster
C6	560 pF	polistireno
C7	100 μF, 40 V	electrolítico
C8	32 μF, 40 V	electrolítico
C9	100 nF	película metalizada

Circuitos de protección

Transistores y diodos

	Circuito 1	Circuito 2
TR9	BC148	BC148
TR10	BC158	BC158
TR11		BC158
TR12		BC148
D5	OA91	OA91
D6	OA91	OA91

Resistores

	Circuito 1	Circuito 2
R22	2,2 kΩ ajustable	100 kΩ
R23	2,2 kΩ ajustable	100 kΩ
R24	4,7 kΩ	2,2 kΩ ajustable
R25	4,7 kΩ	2,2 kΩ ajustable
R26		4,7 kΩ
R27		4,7 kΩ

Radiadores

Los transistores de excitación *TR*5 y *TR*6 necesitan radiadores pequeños, de unos 12 cm^2. Los transistores de salida *TR*7 y *TR*8 necesitan un radiador de 800 cm^2 de superficie y 3 mm de espesor de aluminio brillante para cada transistor.

SISTEMAS DE VISUALIZACION DINAMICA CON ALIMENTACION DE ALTA TENSION

Existen dos métodos para excitar los tubos indicadores numéricos: visualización estática y dinámica. En un sistema de visualización dinámica la información se aplica a cada tubo sucesivamente sólo durante poco tiempo, pero con una velocidad de repetición suficientemente elevada para que aparentemente sea continua.

Aquí describimos sistemas de visualización dinámica que emplean transistores y circuitos integrados para excitar los tubos indicadores numéricos.

FUNDAMENTOS DE LA VISUALIZACION DINAMICA

El número requerido del tubo indicador numérico se enciende por coincidencia de impulsos de tensión en el ánodo y en el cátodo requerido. El circuito básico de un sistema de visualización dinámica se representa en la figura 1, en la que para simplificar los conmutadores de ánodo y del cátodo se representan en forma de conmutadores mecánicos. Puesto que el número requerido sólo puede visualizarse si están presentes al mismo tiempo las tensiones de ánodo y de cátodo, es posible conectar juntos todos los cátodos similares de los distintos tubos. Así, una visualización dinámica de *n* tubos indicadores numéricos sólo necesita diez conmutadores de cátodo y un decodificador, mientras que una visualización estática necesita 10 *n* conmutadores y un decodificador para cada tubo. Por el contrario, una visualización dinámica necesita *n* conmutadores de ánodo y circuitos de excitación más complicados para el funcionamiento secuencial de los tubos indicadores numéricos. En varias aplicaciones en las que se emplean sistemas de visualización, los impulsos de temporización están ya presentes y pueden ser utilizados para el funcionamiento secuencial de los tubos indicadores numéricos. Por tanto, la elección entre visualización dinámica o estática puede verse determinada más por la propia aplicación que por las propiedades de cada sistema de visualización.

Existen dos sistemas de visualización dinámica: la exploración de cátodo y la exploración de ánodo. En la exploración de cátodo, los cátodos de los tubos indicadores numéricos se seleccionan secuencialmente en un ciclo continuo, mientras los conmutadores de ánodo se cierran en el momento adecuado para visualizar los números requeridos. Con la exploración de ánodo, son los ánodos los que se seleccionan en el ciclo continuo y los conmutadores de cátodo determinan qué número se ha de visualizar y los conmutadores de ánodo dónde se ha de visualizar.

El sistema de exploración de cátodo presenta dos grandes inconvenientes. El primero de ellos consiste en que los conmutadores de cátodo se han de calcular para que soporten toda la corriente de todos los tubos. Si el mismo número es visualizado por todos los tubos (la lectura del cero es un caso probable), la corriente de pico

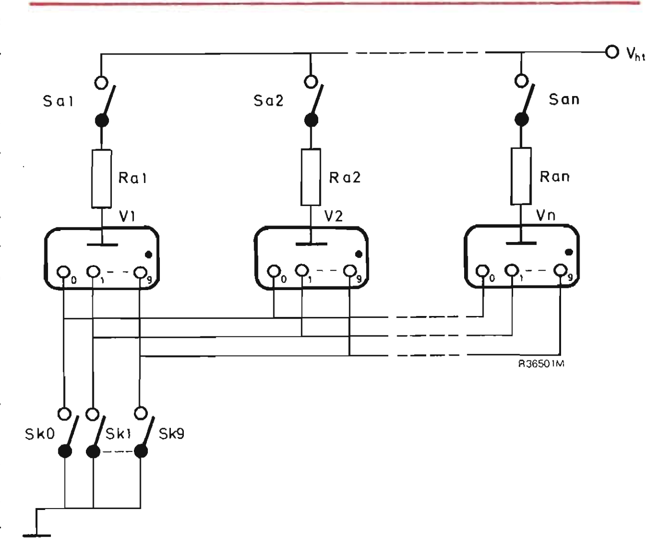


Figura 1. Circuito básico del sistema de visualización dinámica.

de ánodo de todos los tubos pasa a través de un solo conmutador de cátodo. El segundo inconveniente consiste en que el sistema no se puede emplear para visualizar la salida de registros pasivos tales como un sistema de memoria de núcleos magnéticos. Para estos sistemas se ha de utilizar una visualización de exploración de ánodo.

El sistema de exploración de ánodo no tiene el inconveniente del sistema de exploración de cátodo en lo que al conmutador de cátodo se refiere. Puesto que sólo un tubo está encendido en cada momento, aunque el mismo número haya de ser visualizado por todos los tubos, sólo la corriente de pico de ánodo de un tubo pasará a través del conmutador de cátodo.

EXPLORACION DE ANODO

El diagrama de bloques de un sistema de visualización dinámica de exploración de ánodo se muestra en la figura 2. El explorador de ánodos genera un tren de impulsos que cierra secuencialmente los conmutadores de ánodo *Sa*1 a *SaN*. Al propio tiempo, se alimentan impulsos al conmutador de salida de la memoria del contador de modo que la correcta información BCD pase al selector de cátodo común en sincronismo con el correspondiente conmutador de ánodo. El selector de cátodo elige el cátodo necesario y de este modo el número contenido en la memoria del contador es visualizado en el tubo adecuado para su visualización.

TUBOS INDICADORES NUMERICOS PARA SISTEMAS DE VISUALIZACION DINAMICA

La salida luminosa de un tubo indicador numérico es proporcional a la corriente media del tubo. Para que la salida luminosa de una visualización dinámica de *n* tubos sea igual a la de un sistema de visualización estática, por cada tubo ha de pasar un impulso de corriente durante el período de conducción que sea igual a *n* veces la corriente c.c. de la visualización estática. Sin embargo, con el funcionamiento por impulsos, la descarga luminosa alrededor del cátodo iluminado queda confinada a una zona más estrecha que con el funcionamiento por c.c.; por ello, aunque para una corriente media dada la salida luminosa de los tubos indicadores numéricos es igual en régimen de impulsos y con c.c., el número del tubo encendido aparecerá más brillante. Para una legibilidad

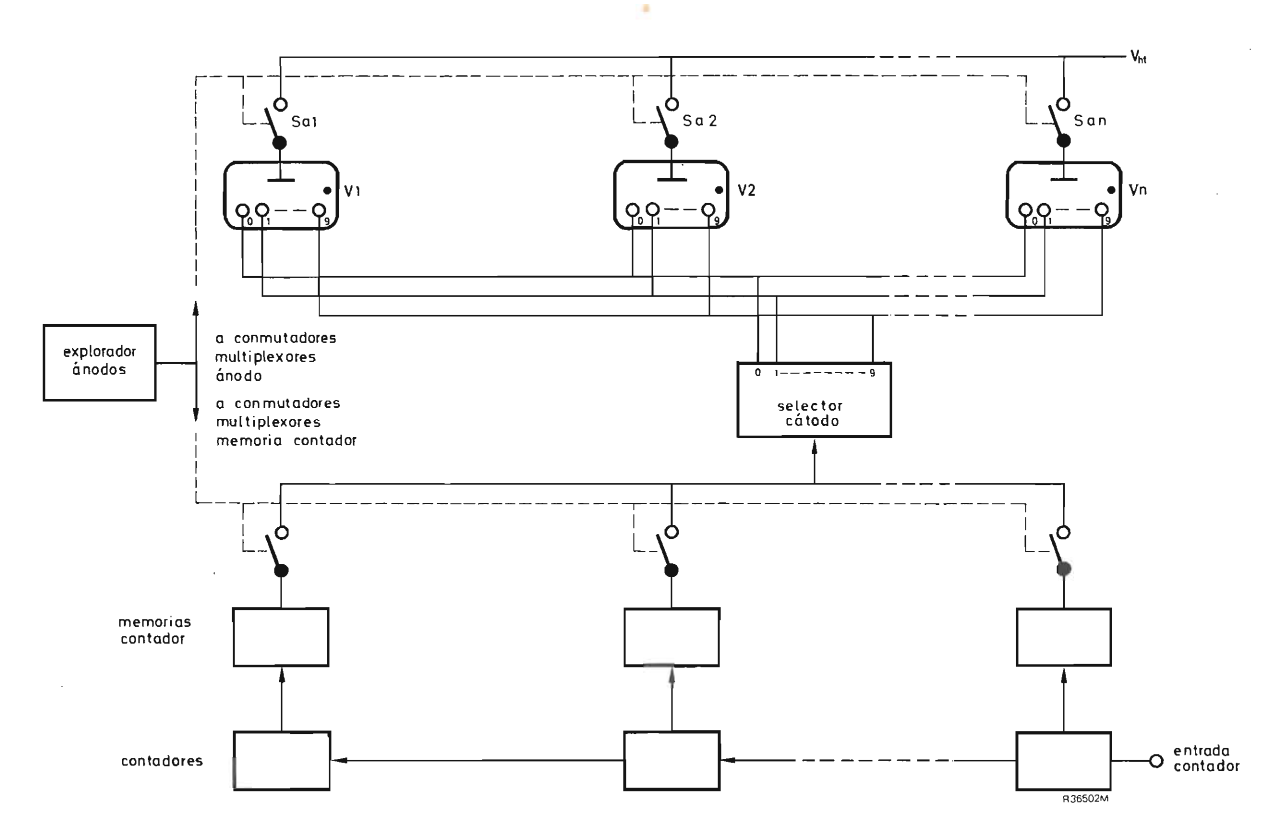


Figura 2. Esquema de bloques del sistema de visualización dinámica por exploración de ánodo.

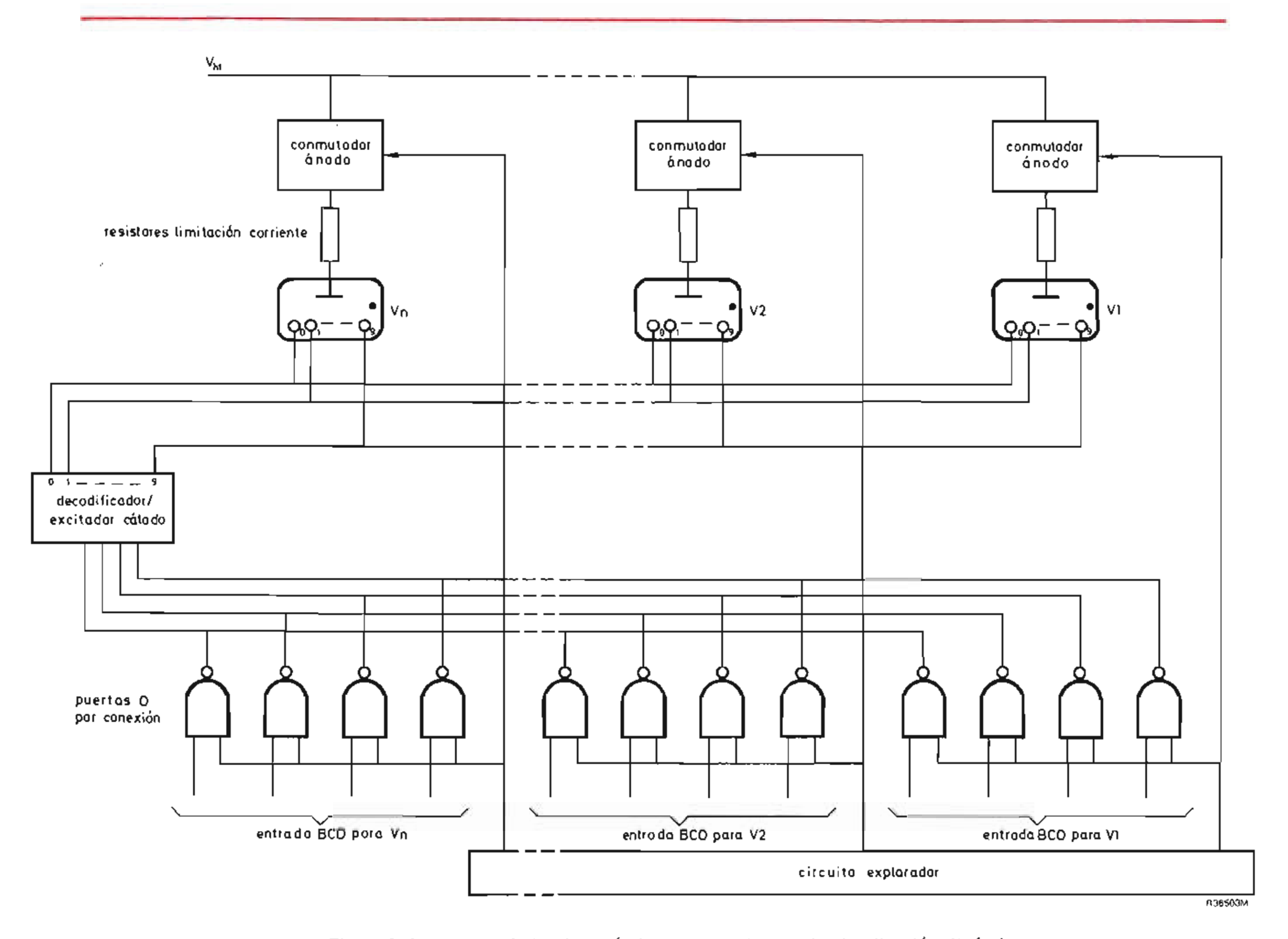


Figura 3. Esquema del circuito práctico para un sistema de visualización dinámica.

comparable a una visualización estática, la corriente media del tubo de una visualización dinámica puede ser de 0,8 veces la del sistema estático o incluso inferior.

A fin de asegurar que la visualización esté libre de centelleo, el tiempo necesario para excitar todos los tubos indicadores numéricos (denominado tiempo de campo) ha de ser inferior a 20 ms. Por tanto, el máximo tiempo disponible para excitar un tubo (tiempo de dirección) es de $20/n$ ms.

SISTEMAS DE VISUALIZACION POR EXPLORACION DE ANODO

El esquema de bloques de la figura 2 puede constituir la base de un sistema práctico de visualización. El circuito de dicho sistema se representa en la figura 3. Los transistores que constituyen el circuito decodificador/excitador de cátodo y los conmutadores de ánodo han de satisfacer ciertas condiciones para un funcionamiento seguro. Esas condiciones y el modo de diseñar el circuito se describen en los dos siguientes apartados.

CIRCUITOS DE EXCITADOR Y DECODIFICADOR DE CATODO

La tensión de ruptura necesaria para los transistores de excitación de cátodo se establece teniendo en cuenta las características de corriente del tubo indicador numérico. Si se establece una descarga entre el ánodo del tubo y el cátodo en "estado conductor", los cátodos en "estado de bloqueo" absorben parte de la corriente del tubo. El potencial del cátodo bloqueado dependerá inicialmente de su posición material con relación al cátodo "conductor". Si puede pasar una corriente de fuga, el potencial del cátodo "bloqueado" disminuirá y una mayor proporción de la corriente del tubo pasará a través de los cátodos "bloqueados". Esto da por resultado una

luminosidad de fondo que reduce la legibilidad del número visualizado. Este efecto se puede evitar si se limita la corriente de fuga a un nivel aceptable manteniendo los cátodos "bloqueados" en una tensión de polarización suficientemente elevada.

La relación entre la tensión V_{kk} (diferencia de tensión entre los cátodos "conductores" y los "bloqueados") y la corriente de fuga para un determinado cátodo "bloqueado" I_{kk} se muestra en la figura 4. Además del máximo y del mínimo de la corriente de fuga del cátodo "bloqueado", curvas *A* y *B*, se representan otras dos curvas. La curva *C* corresponde al funcionamiento con una visualización razonablemente libre de luminosidad de fondo y define un límite de la zona de funcionamiento nominal para el tubo indicador numérico. La curva *D* corresponde al funcionamiento menos favorable, pero con un contraste todavía aceptable entre el número visualizado y la luminosidad de fondo. El punto de funcionamiento del tubo indicador numérico no ha de estar a la izquierda de la curva *D;* es decir, la diferencia de tensión entre el cátodo "conductor" y el "bloqueado" ha de ser mayor que 40 V.

Las curvas que muestra la figura 4 corresponden a un funcionamiento por impulsos con una corriente de pico de cátodo de 10 mA y un ciclo de trabajo del 10 %. La máxima corriente de fuga es mayor que en el funcionamiento estático debido al alto nivel de plasma en el tubo que aumenta la tensión de mantenimiento. Esto aumenta la diferencia de tensión entre los cátodos "bloqueados" y el ánodo, lo cual a su vez aumenta la corriente de fuga. Para reducir esta diferencia de tensión incrementada, las curvas *C* y *D* se desplazan más hacia la derecha que en el funcionamiento estático.

La tensión de ruptura del colector de los transistores utilizados como excitadores de cátodo ha de ser, por consiguiente, mayor que la tensión correspondiente a la curva *D*, y preferiblemente mayor que la que corresponde a la curva *C*. La parte de ruptura de la característica I_C/V_{CER} del transistor se ha de encontrar a la derecha de la curva *D* o de la curva *C*, como indica la figura 5. En dicha figura se pueden ver tres curvas características del transistor, curvas *X*, *Y* y *Z*.

Una segunda condición que ha de cumplir un transistor excitador de cátodo consiste en que no ha de presentar una segunda ruptura en la zona de funcionamiento del tubo. Si una segunda ruptura se presenta antes de que la característica del transistor I_C/V_{CER} corte la característica de la corriente de fuga, el sistema puede oscilar debido a capacidades parásitas. De las tres curvas características del transistor representadas en la figura 5, *X* y *Z* resultan adecuadas pero la curva *Y* no lo es.

Los principales parámetros de dos transistores que pueden ser utilizados como excitadores de cátodo se indican en la tabla 2.

Si un conmutador de cátodo es o no adecuado para un determinado tubo indicador numérico puede deducirse de las tablas 1 y 2. El conmutador de cátodo puede ser necesario para "reducir" continuamente la corriente

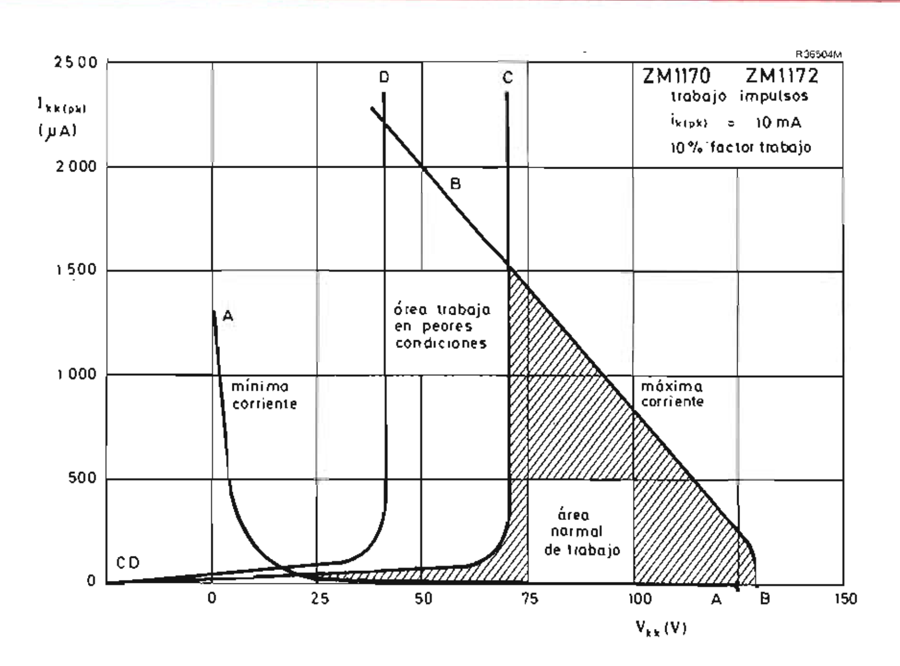


Figura 4. Característica de la corriente para cada cátodo.

TABLA 1

Resumen de los datos para el funcionamiento por impulsos de los tubos indicadores numéricos ZM1005, ZM1080 y ZM1170

	ZM1005	ZM1080	ZM1170	
Corriente de cátodo:				
Pico máximo	20	12	12	mA
Valor medio máximo (promedio para 10 ms)	2,5	3,5	3,5	mA
Valor medio mínimo (promedio para 10 ms)*		0,8	0,8	mA
Valor medio mínimo (promedio para período de conducción)*		1,5	1,5	mA
Valor medio de pico durante la conducción	6,0			mA
Duración del impulso:				
Máximo		20		ms
Mínimo	50	100	100	μs
Tiempo de repetición de dirección favorable	1,2 a 3,3			ms
Máxima relación marca/espacio		1:15	1:15	
Máxima longitud del registro	+	14	14	
Punto decimal (en tipo o derivativo)	sí	no	sí	

* La mínima corriente media calculada cada 10 ms es necesaria para una salida de luz adecuada sin centelleo. La mínima corriente media calculada por cada período de conducción es necesaria para asegurar un completo recubrimiento de cátodo.

\+ Mayor que 14, pero el número exacto depende de una apreciación subjetiva de la mínima salida de luz aceptable.

TABLA 2

Parámetros de los transistores de excitación de cátodo BSW69 y BSX21

	BSW69	BSX21	
$V_{CEO\ máx}$		80	V
$V_{CBO\ máx}$		120	V
$V_{CER\ máx}$ (R_{BE} = 10 kΩ)	150		V
$I_{C\ máx}$	50	50	mA
Disipación de potencia en ruptura		< 100	mW

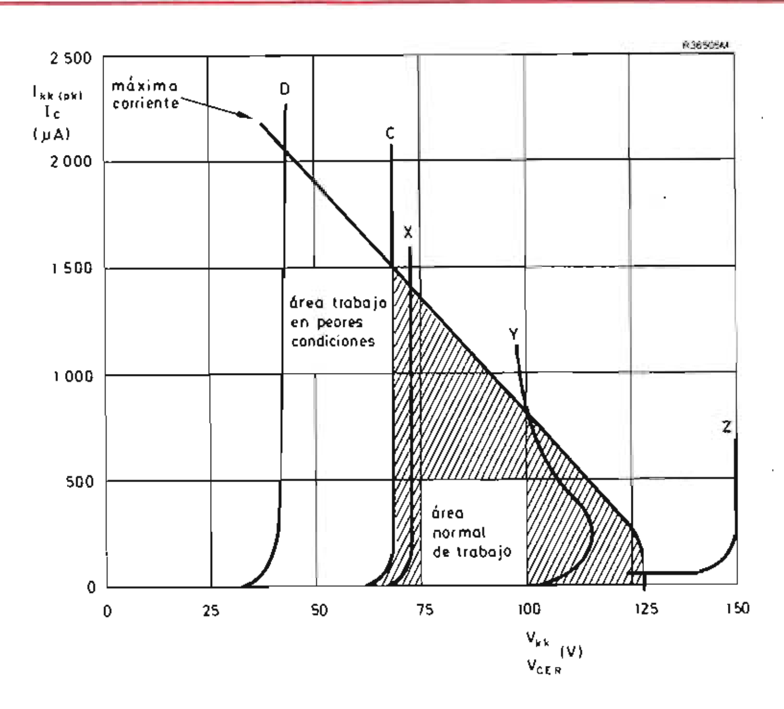


Figura 5. Característica I_C/V_{CER} de transistor superpuesta a una característica de corriente de cátodo.

de pico que pasa por cada tubo. Esto sucede cuando cada tubo visualiza el mismo número. Puede verse en la tabla 2 que ambos transistores pueden proporcionar una corriente media mayor que el valor de pico de los tubos indicadores numéricos.

Además de la corriente de colector adecuada, el conmutador de cátodo ha de proporcionar también una adecuada excitación de base para mantener saturados los transistores. Para el diseño del circuito con transistores BSW69 y BSX21 en esta aplicación, se toma normalmente un valor mínimo de 10 para h_{FE} saturado.

Todos los transistores tienen una tensión de ruptura suficientemente alta para trabajar con el tubo en la zona de funcionamiento nominal. Para que no se produzca la segunda ruptura, la tensión de base, cuando el transistor está bloqueado, no ha de poder aumentar por encima de la tensión del emisor. Esta condición se cumple en los circuitos prácticos siguientes.

CIRCUITOS PRACTICOS EXCITADOR DE CATODO Y DECODIFICADOR

El circuito de un sistema decodificador/excitador de cátodo con componentes discretos se representa en la figura 6. Un circuito con un circuito integrado para la decodificación y transistores como excitadores de cátodo se representa en la figura 7.

La conmutación de la información BCD a un decodificador de tiempo compartido a través de una puerta O por conexión se muestra en la figura 8.

CONMUTACION DE ANODO Y CIRCUITOS DE ACOPLAMIENTO DE TENSION

Los transistores PNP utilizados para conmutar secuencialmente los ánodos de los tubos indicadores numéricos en un sistema de visualización han de cumplir las dos siguientes condiciones:

1) los transistores han de poder soportar una tensión de ruptura mayor que ($V_{ht\ máx} - V_{ext\ mín}$), donde V_{ext} es la tensión de extinción para los tubos, y
2) la corriente de pico de los transistores es igual al producto entre la corriente media de tubo para un brillo determinado y el número de tubos empleados.

La alta tensión empleada en la mayoría de circuitos para tubos indicadores es, aproximadamente, de 200 V. La mínima tensión de extinción de los tubos indicadores usuales es de 115 V, y, por tanto, el transistor de conmutación de ánodo ha de soportar una tensión de 85 V aproximadamente. El transistor BSV68 tiene un valor límite V_{CER} de 110 V y por consiguiente cumple dicha condición.

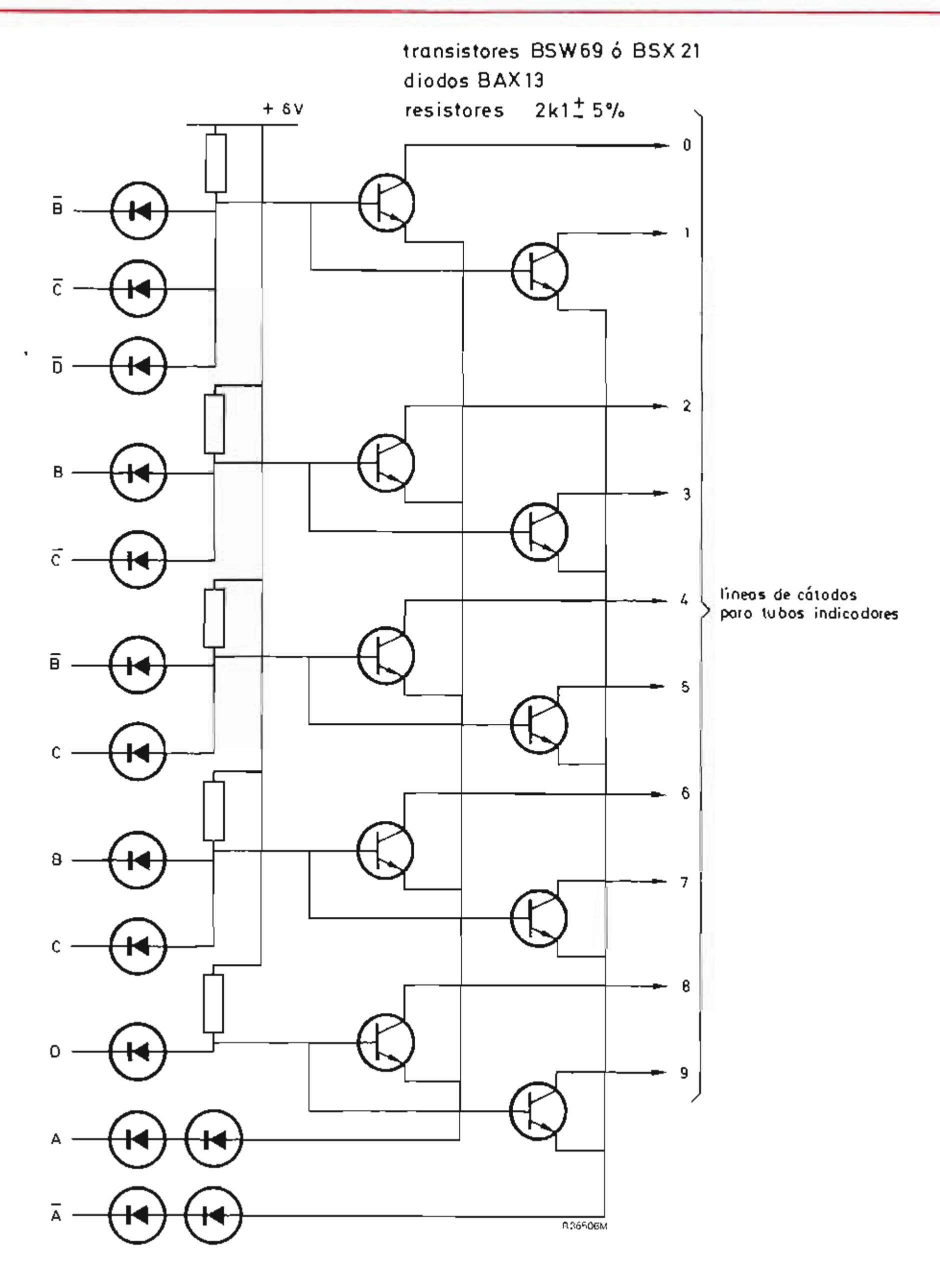


Figura 6. Circuito decodificador/excitador que utiliza componentes discretos.

Para una visualización con 10 tubos que funcionen con una corriente media de 2 mA, se necesita una corriente de pico de 20 mA. Esta corriente es fácilmente proporcionada por el transistor BSV68, cuyo valor límite de la corriente de pico de colector es de 100 mA.

Existe otra cuestión que se ha de tener en cuenta al elegir un transistor de conmutación de ánodo, como puede verse en la figura 9. Las tensiones máxima y mínima de mantenimiento para un tubo indicador numérico están representadas en función de la corriente de ánodo, junto con las dispersiones de corriente originadas por variaciones de la alta tensión y las tolerancias de los resistores de ánodo. Las curvas también muestran que, para altas corrientes de pico, las máximas tensiones de manteninuento pueden ser mayores que la tensión de encendido del tubo. La dispersión de la corriente de ánodo se reduce a medida que aumenta la alta tensión, de modo que el mejor valor de alta tensión a utilizar es el más elevado posible siempre que no determine la ruptura de los transistores.

Para el transistor BSV68, la máxima alta tensión viene dada por:

$$V_{\text{ht máx}} = V_{\text{CER}} + V_{\text{ext mín}}$$

$$= 110 + 115 = 225 \text{ V}$$

Esto representa la máxima tensión que se puede utilizar en circuitos con los tubos indicadores numéricos usuales y el transistor BSV68.

El transistor de conmutación de ánodo funciona con relación a la tensión de alimentación, pero la señal de control que procede del circuito de exploración es con relación a masa. Esto se representa en la figura 10. Este problema de acoplamiento de tensión puede solventarse desviando la señal del circuito de exploración a la base del conmutador de ánodo mediante una red RC cuya constante de tiempo sea suficientemente grande para mantener saturado el transistor durante el impulso de dirección.

Para calcular los componentes de temporización de esta red, se supone que la señal del circuito de exploración cambiará por lo menos en 3 V y que durante el impulso de dirección la tensión del condensador no podrá cambiar en más de 1 V.

El valor del resistor se elige para dar suficiente corriente de base y además corriente al resistor de base-emisor, aunque la señal de excitación eficaz haya caído a 2 V (3 V – 1 V). El valor viene dado por:

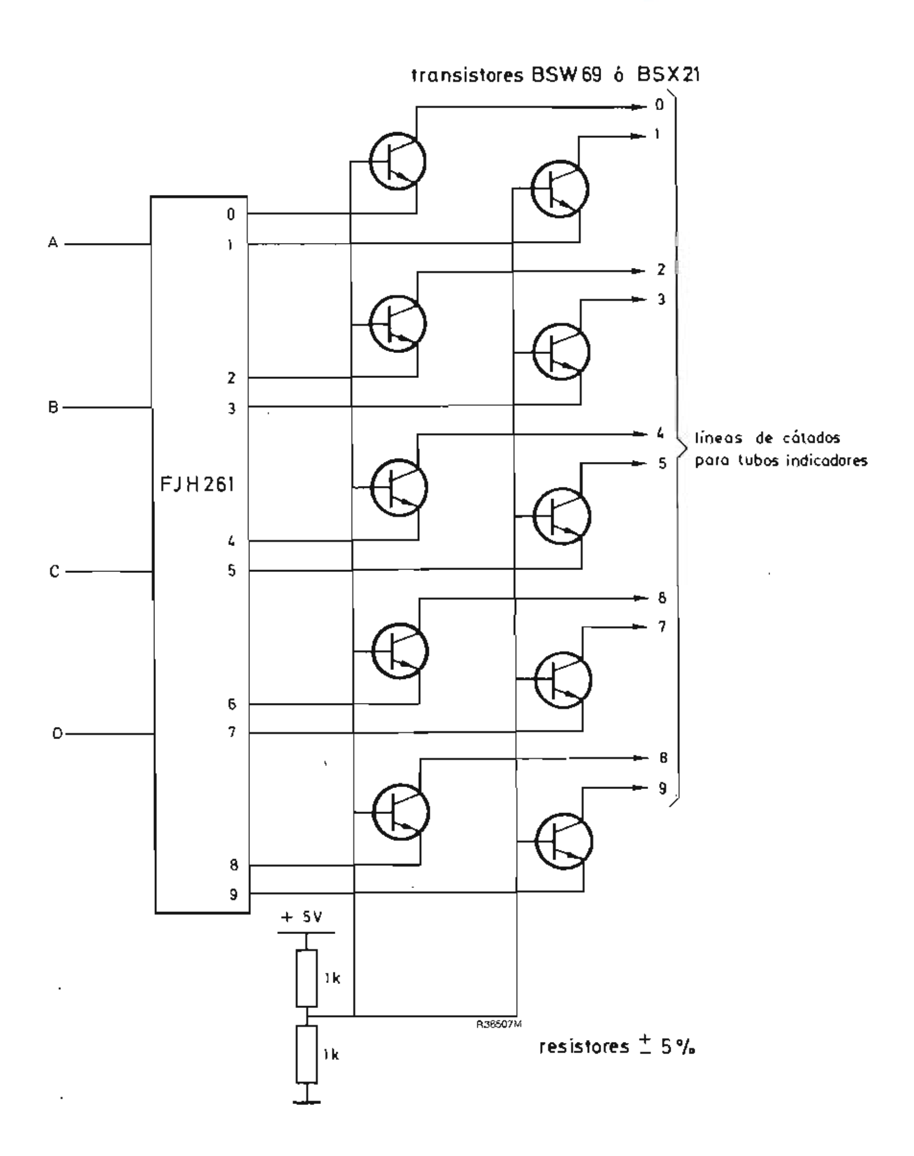


Figura 7. Circuito decodificador/excitador de cátodo que utiliza decodificador de circuito integrado y transistores de conmutación.

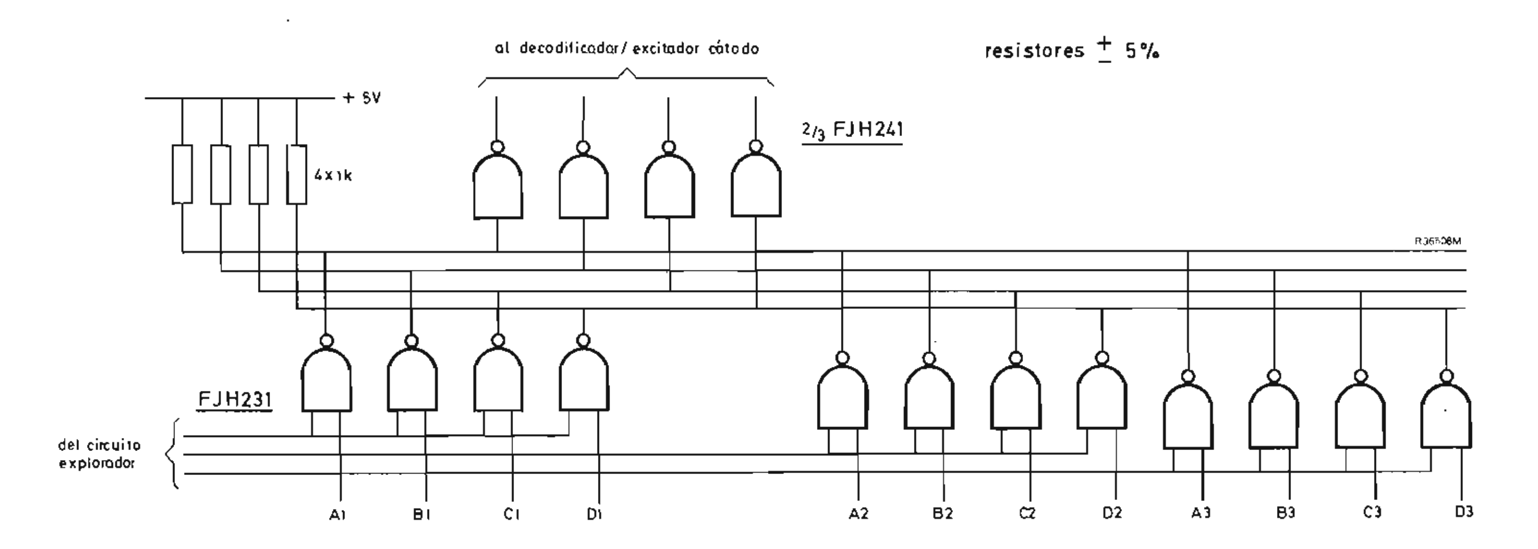


Figura 8. Multiplexado de información BCD para decodificador/excitador de ánodo.

$$R = \frac{2}{\dfrac{nI_{a(AV)}}{h_{FE}} + 0{,}7} \text{ k}\Omega,$$

donde n es el número de tubos indicadores numéricos, $I_{a(AV)}$ es el valor medio de la corriente de tubo necesaria y h_{FE} es la mínima ganancia saturada del transistor (es decir, 10).

El valor del condensador se elige lo suficientemente grande para que se cambie la tensión del condensador durante el impulso de dirección en más de 1 V. Viene dado por:

$$C = \frac{2t}{R} \mu\text{F},$$

donde t es la duración del impulso de dirección de ánodo en microsegundos.

EXCITACION DE PUNTO DECIMAL

El problema implicado en la excitación de tubos indicadores numéricos con puntos decimales consiste en que el punto decimal ha de iluminarse al propio tiempo que el número seleccionado. Es decir, dos descargas han de ser soportadas en la misma ampolla. Para un buen funcionamiento se han de satisfacer dos condiciones:

1) ambos electrodos han de establecer descargas, y
2) ha de tener lugar la adecuada división de la corriente.

La primera condición es difícil de cumplir si el número se enciende antes que el punto decimal debido a que la tensión de ánodo cae a la tensión de mantenimiento. Sin embargo, bajo excitación dinámica la tensión de man-

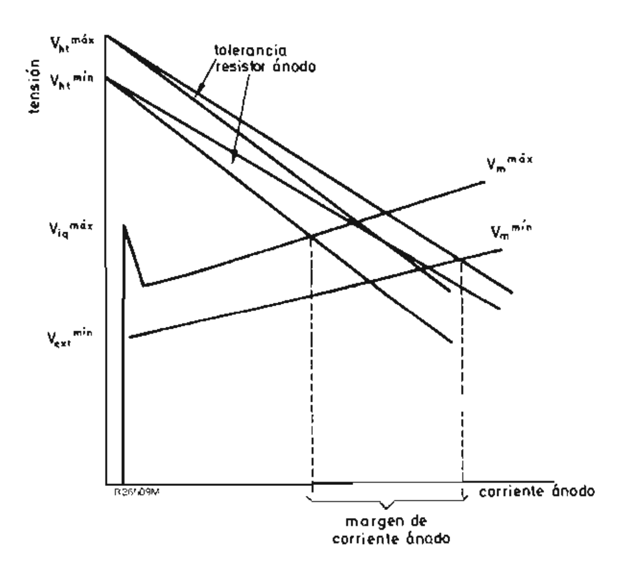


Figura 9. Consecuencias de las variaciones de la alta tensión, tensión de mantenimiento y resistor de ánodo en la corriente de ánodo de un tubo indicador numérico.

tenimiento es más elevada que para la excitación estática y el punto decimal se encenderá.

La segunda condición está controlada principalmente por las superficies disponibles. Normalmente se inserta un resistor en la conexión al punto decimal para limitar la corriente desproporcionada que de otro modo pasaría por este electrodo originada por una menor función de trabajo del cátodo.

La excitación de punto decimal puede hacerse por separado o no, de acuerdo con la organización general del sistema. Un circuito adecuado para excitar un tubo indicador numérico se representa en la figura 11, y otro para excitación de todos los tubos en una visualización que utilice multiplexado se representa en la figura 12.

CIRCUITOS TEMPORIZADORES Y DE EXPLORACION

Un sistema de exploración que puede ser empleado para excitar los conmutadores de ánodo en una visualización dinámica se representa en la figura 13. Consiste en una cadena abierta de biestables de tipo *D* disparados por flancos, del tipo FJJ131. Todas las salidas $\overline{Q}$ son alimentadas por una puerta NAND de entrada múltiple FJH101, cuyas salidas controlan los terminales de puesta a uno y de reposición de la primera etapa.

Siempre que un "1" está presente en cualquier lugar del registro, excepto en la primera etapa, la puerta NAND de entrada múltiple asegura que se mantenga un "0" en la salida de la primera etapa y pasa a lo largo del registro a cada impulso de reloj. Tan pronto como el registro se desaloja de un "1", la puerta NAND de entrada múltiple hace que aparezca un "1" en la salida de la primera etapa.

Las ventajas de este tipo de circuito de exploración son:

1) se autocorrige en el caso de que tome una secuencia errónea,
2) sólo se requieren tantos biestables como tubos indicadores numéricos,
3) no se necesita decodificación,
4) se dispone tanto de la salida Q como de la $\overline{Q}$.

En la figura 14 se representa un generador de impulsos de reloj adecuado para excitar el circuito de exploración. La duración de los impulsos de reloj viene determinada por el condensador *C*, y la tabla 3 resume los valores de capacidad requeridos para la temporización de los impulsos conveniente para esta aplicación.

La mínima velocidad de campo viene determinada por el tiempo máximo del ciclo de visualización sin cen-

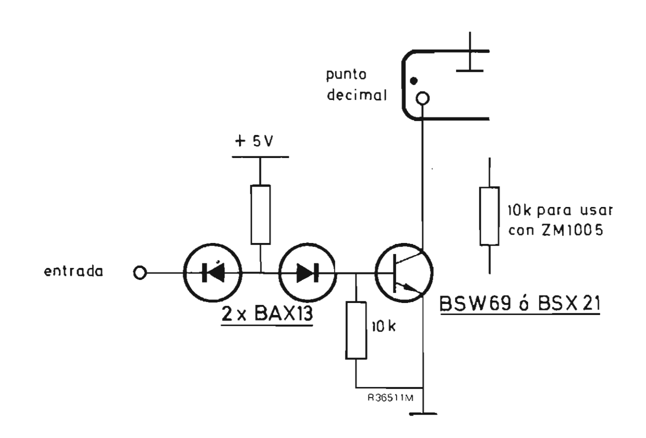


Figura 11. Excitación de punto decimal para un tubo indicador numérico.

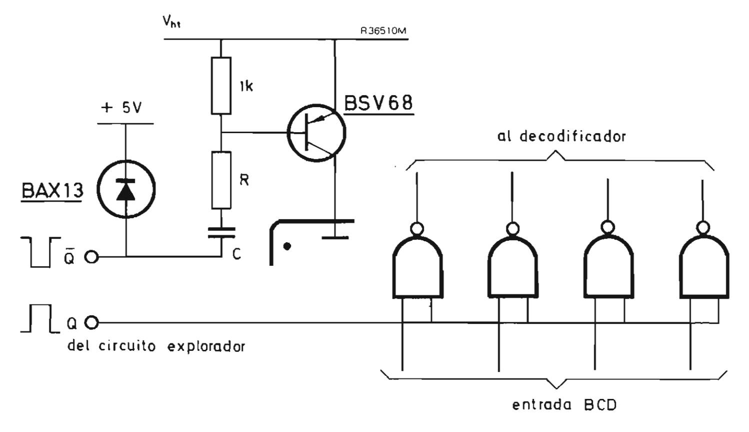


Figura 10. Detalles de los niveles de tensión en el conmutador de ánodo y en las puertas O por conexión, que muestran la red de acoplamiento de tensión.

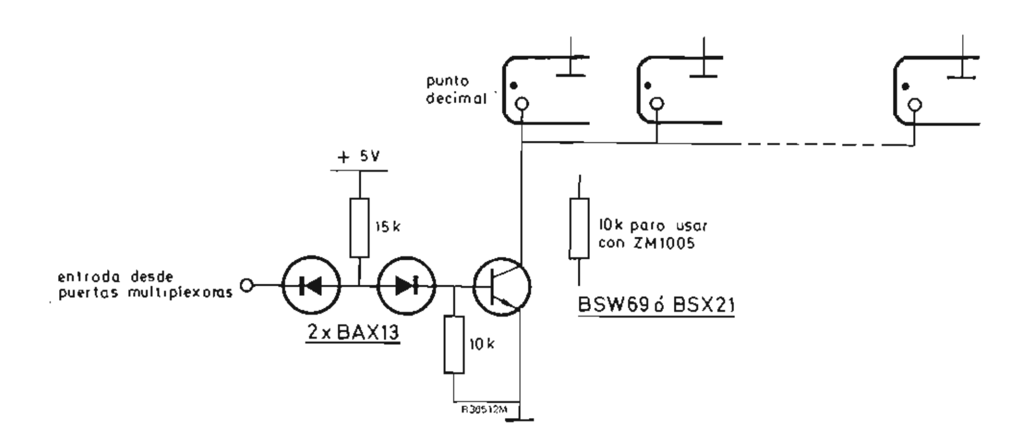


Figura 12. Multiplexado para excitación de punto decimal para visualización.

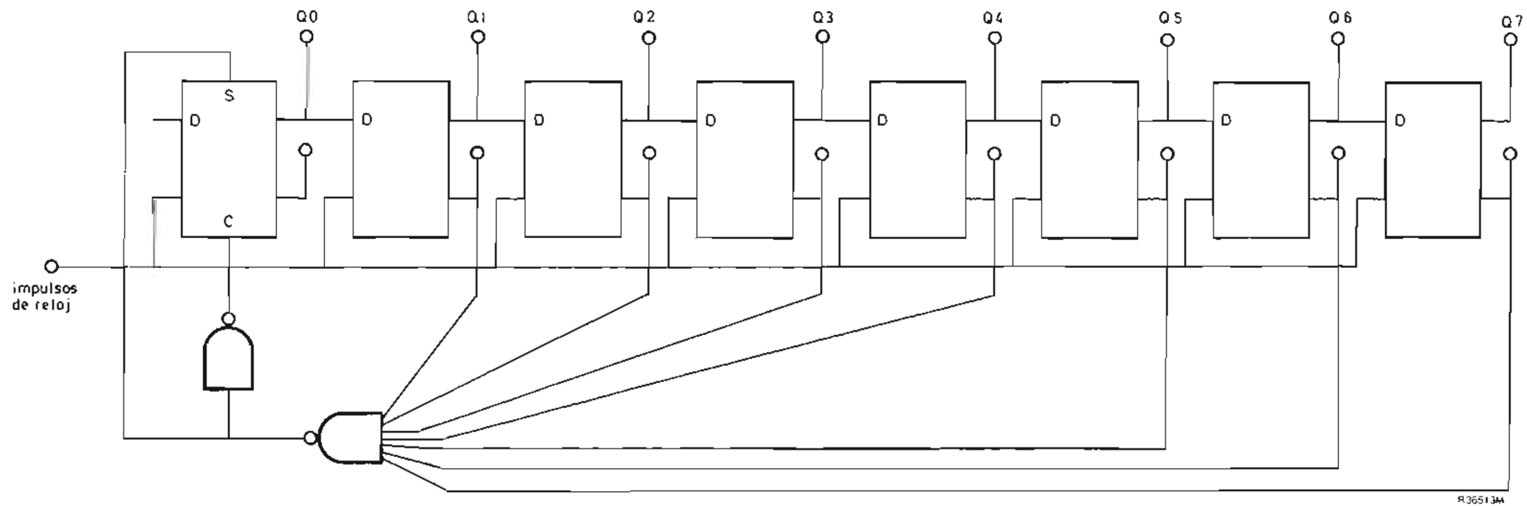


Figura 13. Circuito de exploración para excitar los conmutadores de ánodo en un sistema de visualización dinámica.

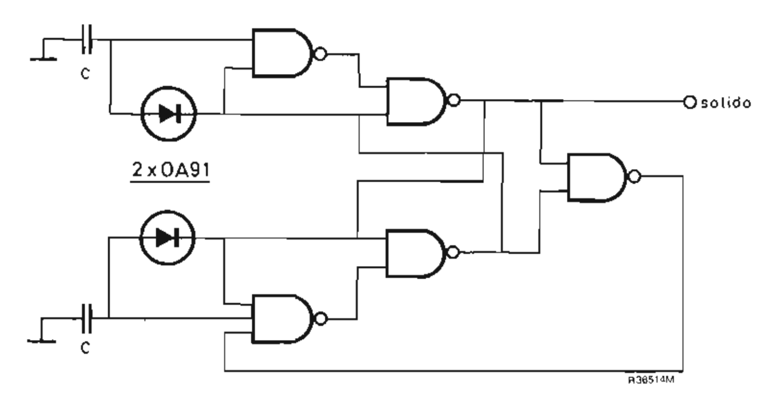


Figura 14. Generador de impulsos de reloj para circuito de exploración.

TABLA 3
Valores de capacidad en función de la duración de los impulsos de reloj.

Capacidad	Duración de los impulsos
3,3 nF	100 μs
150 nF	500 μs
330 nF	1 ms
1,5 μF	5 ms

telleo, lo cual se ha establecido en 20 ms. La máxima velocidad de campo está limitada por el retardo de encendido de los tubos. El retardo de encendido es una función del tiempo transcurrido desde la dirección previa (es decir, del tiempo de campo) y de la tensión de alimentación (cuanto mayor es la tensión de alimentación más pequeño es el retardo). Las características limitan el tiempo de dirección mínimo a 100 microsegundos para los tubos ZM1080 y ZM1170 y a 50 microsegundos para el ZM1005, lo cual hace insignificante los posibles retardos de encendido. Así pues la frecuencia de reloj del circuito de exploración no ha de exceder de los 10 kHz, o 20 kHz para el ZM1005, y la máxima velocidad de campo estará determinada por un tiempo de campo 100 × *n* microsegundos, donde *n* es el número de tubos de la visualización.

AMPLIFICADOR DE AUDIO DE 250 W CON TRANSISTORES DE SILICIO

Se describe en este artículo un amplificador de audio transistorizado de gran potencia. Aunque es adecuado para la sonorización de grandes espacios —salas de baile, auditorios, etc.—, sus características de distorsión y respuesta de frecuencia son comparables a las de los mejores aparatos de alta fidelidad.

FUNCIONAMIENTO

Para el proyecto de este amplificador se utilizó el circuito de tipo puente, debido a las ventajas que presenta cuando es utilizado con transistores. El funcionamiento del circuito puente puede ser explicado fácilmente con ayuda de la figura 1. *M* y *M'* son dos amplificadores de potencia con características eléctricas idénticas. La carga (altavoz) está conectada entre los puntos centrales *D* y *D'* de las etapas de salida.

En condiciones de reposo, ambos terminales de salida están a un potencial idéntico, que es igual a la mitad de la tensión de la fuente de alimentación.

Si se inyectan dos señales de igual amplitud y la misma fase a las entradas de los amplificadores, las señales de salida serán idénticas en fase y amplitud. Los dos terminales de carga poseen el mismo potencial instantáneo; por consiguiente, la diferencia de tensión entre los terminales *D* y *D'* permanece igual a cero y no se entrega potencia alguna a la carga. Es decir, este montaje consigue una elevada inmunidad (rechazo) a las señales de modo común.

Esta ventaja no se limita a las señales de entrada. Cualquier tipo de interferencia que influya igualmente en los dos canales será eliminada o atenuada en la carga. Por tanto, el zumbido de la fuente que penetra por la línea de alimentación, también será suprimida en la carga.

Si las señales aplicadas a *M* y *M'* son iguales y la fase opuesta, las tensiones instantáneas de las salidas están también desfasadas en 180°; por consiguiente, cuando *D* alcance el pico positivo de su excursión, *D'* estará en el pico negativo. La tensión de pico a pico aplicada a la carga corresponde a la diferencia entre las tensiones *D* y *D'*, es decir:

$$V_{carga\,(pp)} = V_{pp} - V'_{pp}$$

Puesto que la señal en *D'* es idéntica a la señal en *D*, aunque de signo contrario, tenemos:

$$V_{carga\,(pp)} = V_{pp} - (-V_{pp}) = 2\,V_{pp}.$$

Por tanto, una de las ventajas del circuito puente consiste en que proporciona el doble de la excursión que resultaría posible conseguir con un circuito en contrafase del tipo casi-complementario. Esto significa una potencia en la carga cuatro veces mayor, para una misma tensión de alimentación.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO

En la figura 2 se presenta el esquema completo del amplificador. Puede considerarse que está formado por dos amplificadores y un inversor de fase.

La señal de entrada, inyectada entre los terminales *A* y *B*, se aplicará simultáneamente a la entrada del amplificador *M* y a la base de *T*8. Debido a la fuerte realimentación negativa introducida por el resistor de emisor *R*21, la señal del colector presenta una amplitud idéntica a la de la base, aunque de polaridad opuesta. Dicha señal se aplica a la entrada del amplificador *M'*, donde se procesa de igual modo que en el amplificador *M*.

El transistor *T*1 (al igual que *T'*1) funciona como amplificador de tensión y conversor de impedancias. *T*2 es el transistor excitador. Para realizar esa función se ha utilizado un BD115, trabajando con una corriente de reposo de 22 mA. La señal de colector de *T*2 se aplica directamente a la base de *T*5 y, a través de *T*3, a la base de *T*4. Los transistores *T*5 y *T*4 son complementarios y funcionan como inversores de fase y excitadores de la etapa de salida *T*6/*T*7.

El condensador *C*8 en serie con *R*13 proporciona realimentación negativa de corriente alterna. La estabilización en corriente continua se obtiene por medio del resistor *R*8 que está unido al emisor de *T*1. El condensador *C*3, en paralelo con el resistor mencionado, limita la respuesta de frecuencia y evita la aparición de oscilaciones parásitas. Igual función desempeña *C*6 conectado entre la base y el colector de *T*2.

La función del transistor *T*3 y del potenciómetro *R*9 consiste en fijar el punto de trabajo de los transistores *T*4 y *T*5, con lo que se determina la corriente de reposo de la etapa de salida. El transistor *T*3 está en contacto térmico con los transistores de salida a fin de estabilizar el punto de trabajo de *T*6 y *T*7 para todas las temperaturas de trabajo.

El potenciómetro *R*4 se emplea para ajustar la tensión del punto medio de la etapa de salida, la cual ha de ser igual al valor indicado en el esquema.

MONTAJE

Tratándose de un circuito de audio las precauciones de montaje son las normales. Se puede utilizar la construcción convencional o placas de circuito impreso.

DISIPADORES

Etapa de salida:
*T*6 y *T*7 – superficie 250 cm²
(chapa de aluminio de 3 mm, montada verticalmente)
El material debe ser anodizado en color oscuro.

Etapa inversora:
*T*5 – superficie mínima de 34 cm²
(chapa de aluminio de 2 mm, ennegrecida)

Excitador:
*T*2 – superficie de 2 cm²
(chapa de aluminio de 2 mm)

Los demás transistores no necesitan disipadores.

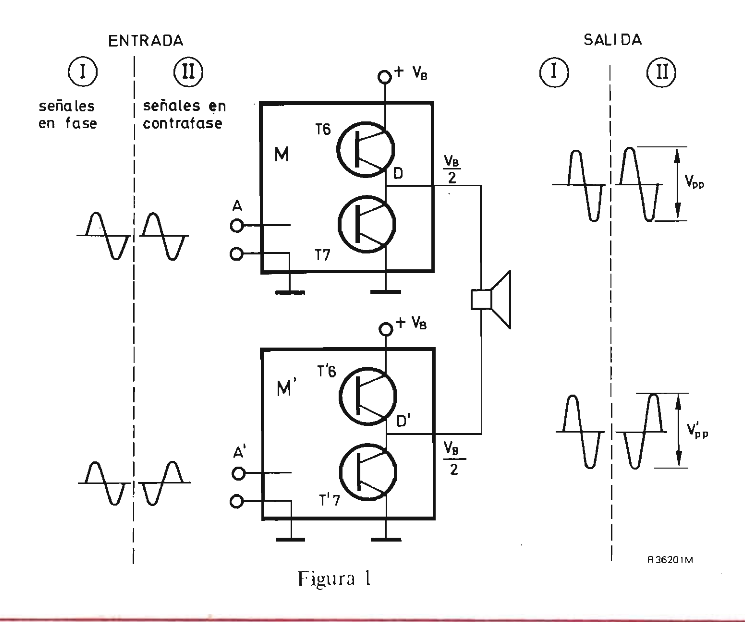
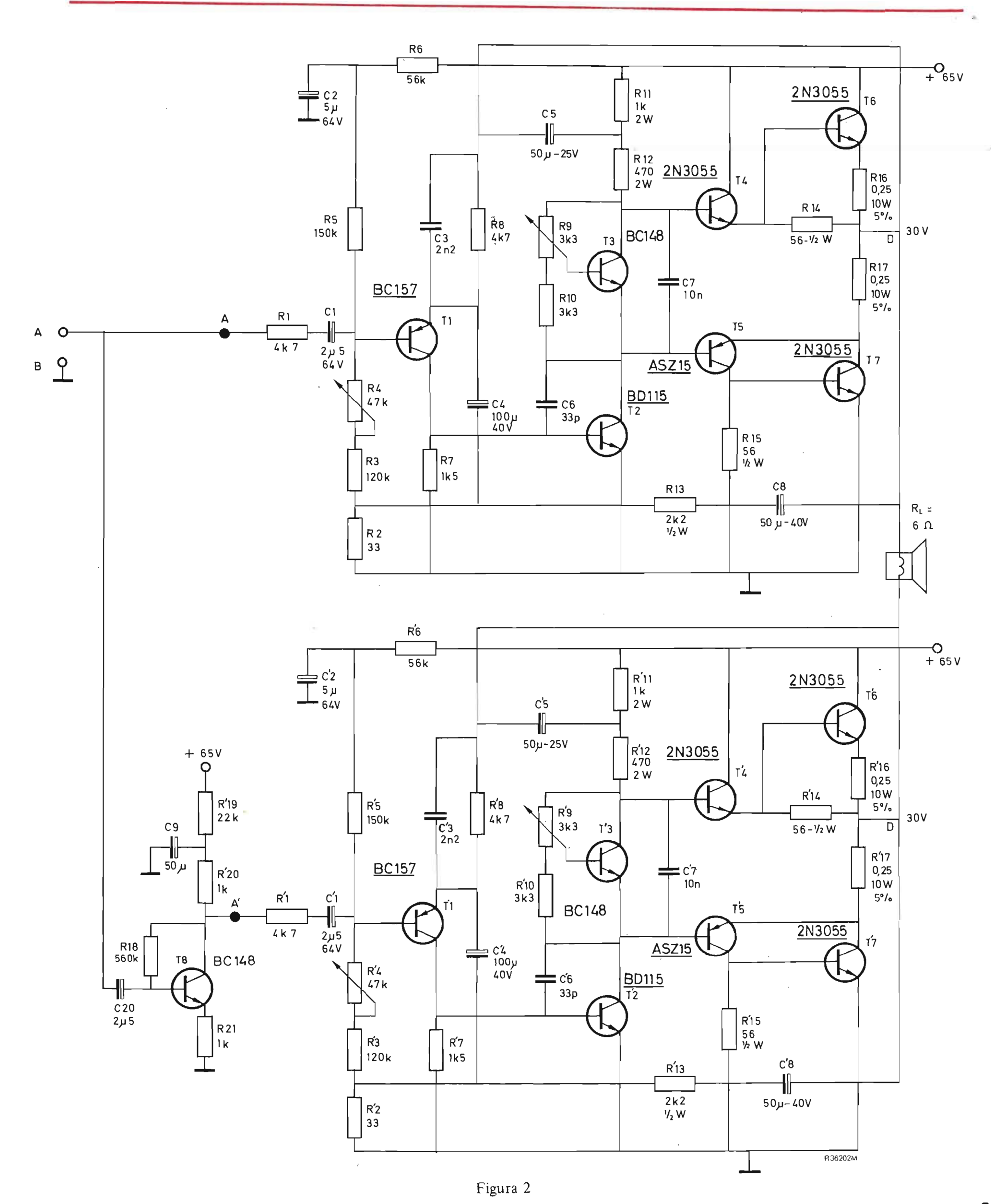


Figura 1



R6
56k
C2
5μ
64V
R5
150k
R11
1k
2W
C5
50μ-25V
R12
470
2W
2N3055
T4
T6
R16
0,25
10W
5%
R 14
56-½ W
30V
D
+ 65V
C3
2n2
R8
4k7
R9
3k3
T3
BC148
C7
10n
R17
0,25
10W
5%
BC157
T1
R10
3k3
T5
ASZ15
T7
A
B
R1
4k7
C1
2μ5
64V
R4
47k
C4
100μ
40V
C6
33p
BD115
T2
R15
56
½ W
R3
120k
R7
1k5
R13
2k2
½ W
C8
50 μ-40V
R_L =
6 Ω
R2
33
R'6
R'11
C'5
R'12
T'4
T'6
R'16
R'14
R'5
R'8
C'3
R'9
T'3
R'10
C'7
R'17
T'1
T'5
T'7
R'1
C'1
A'
R'4
C'4
C'6
T'2
R'15
R'3
R'7
R'13
C'8
R'2
R'19
22k
C9
50μ
R'20
1k
R18
560k
T8
BC148
C20
2μ5
R21
1k
R36202M

Figura 2

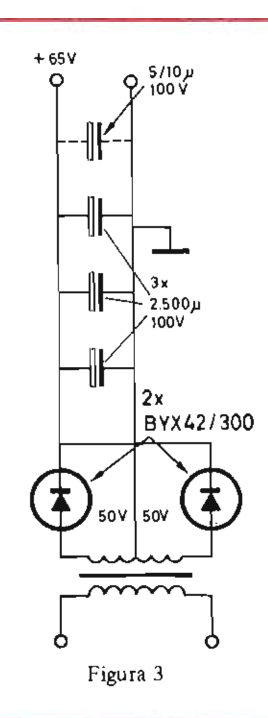


Figura 3

AJUSTE

Para ajustar el amplificador se han de efectuar las siguientes operaciones:

1 No conectar carga alguna ni altavoz entre los terminales *D* y *D'*.
2 Desconectar la alimentación de la sección amplificadora *M'*.
3 Poner en cortocircuito los terminales *A* y *B*.
4 Colocar el cursor *R*9 de manera que la base de *T*3 quede en cortocircuito con el colector (transistor en máxima conducción).
5 Alimentar la sección amplificadora *M* y ajustar *R*9 hasta que se obtenga una corriente de 60 mA (consumo total de *M*).
6 Ajustar *R*4 para obtener 30 V entre los terminales *D* y masa.
7 Desconectar la alimentación de *M*, conectar la de *M'* y repetir las operaciones de la 3 a la 6.
8 Conectar la alimentación en ambas mitades (*M* y *M'*) del amplificador. Medir la tensión entre los puntos *D* y *D'*. El valor indicado ha de ser inferior a 300 mV. Si no fuera así, retocar ligeramente uno de los potenciómetros *R*4 ó *R'*4.
9 Deshacer el cortocircuito entre *A* y *B*. Conectar la carga entre *D* y *D'* e inyectar la señal entre *A* y *B* para la prueba final de funcionamiento.

ALIMENTACION

Una buena fuente de álimentación adecuada es imprescindible para conseguir un buen funcionamiento del amplificador. Por ejemplo, el transformador ha de ser capaz de proporcionar la corriente máxima sin excesiva caída de tensión en los devanados. Los datos que a continuación se indican permiten construir un transformador adecuado para este aparato, incluso en condiciones de funcionamiento continuo a la máxima potencia:

núcleo: rama central 5 cm
altura del paquete 7 cm

devanados: primario 156 espiras de hilo esmaltado de 1,5 mm
secundario 2 X 60 espiras de hilo esmaltado de 1,9 mm
usar aislamiento entre capas.

Debido a la elevada corriente requerida por el circuito se utilizan rectificadores de tipo profesional capaces de soportar una corriente continua de 10 amperios. Estos diodos se han de montar en disipadores de cobre o de aluminio de 2 mm, de color oscuro y con una superficie de 16 mm^2 cada uno como mínimo.

TRANSDUCTORES ULTRASONICOS DE PIEZOXIDO PARA CONTROL REMOTO, DISPOSITIVOS DE ALARMA Y APLICACIONES SIMILARES

1. Generalidades y posibilidades de aplicación

Con el material cerámico piezoeléctrico se pueden construir transductores sencillos y robustos que no sólo pueden producir ultrasonidos sino también captarlos. Los transductores, que entregan el ultrasonido al aire o lo reciben de él, presentan múltiples posibilidades de aplicación. Esto se debe no sólo a que el ultrasonido queda fuera del margen de frecuencias audibles por el hombre, y por tanto presenta ventajas, por ejemplo en dispositivos de alarma y barreras ultrasónicas. El hecho de la longitud de onda de unos pocos milímetros hace que la relación entre irradiación y difusión sea elevada, de forma que el ultrasonido se comporta como una irradiación. En el margen de las bajas frecuencias (margen audible) los convertidores de sonido son generalmente menores que la longitud de onda del sonido, de modo que tienen una característica esférica. En cambio, para frecuencias mayores las longitudes de onda son menores que el tamaño del convertidor. En dicho caso se presenta un efecto direccional y de haz. El efecto de difracción en los bordes disminuye al aumentar la frecuencia, de modo que la propagación tiene lugar casi en línea recta y resulta comparable con la propagación de la luz. Las señales recibidas y transformadas pueden servir para contar, supervisar y controlar, del mismo modo que las instalaciones con rayos de luz.

Casi todos los principios del transductor de sonido que se aplican al margen audible pueden aplicarse también para ultrasonido. Los osciladores piezoeléctricos presentan las importantes ventajas de su sencillez de construcción y gran seguridad de funcionamiento. A diferencia de los transductores para el margen audible, que a menudo han de tener una gran anchura de banda, en el margen de ultrasonido se usan muchas veces convertidores de resonancia con anchura de banda relativamente estrecha.

Un sistema ultrasónico con emisor y receptor eléctricos separados requiere un generador de corriente alterna (o bien, con amplificador de potencia) y un preamplificador. El generador de tensión alterna ha de mantener la frecuencia deseada del emisor, lo cual se puede conseguir mediante un oscilador ajustable o un montaje de realimentación.

Posibilidades de aplicación importantes del transductor ultrasónico son, por ejemplo, controles remotos de proyectores de diapositivas y receptores de televisión. Tales tipos de control remoto ofrecen la ventaja, en comparación con los controles por radio, de que no se presentan radiaciones electromagnéticas parásitas y, por consiguiente, no pueden interferirse los sistemas correspondientes. Para el control remoto de ultrasonido de un proyector de diapositivas se necesitan cuatro canales (frecuencias), a saber: transporte hacia adelante y hacia atrás (circuitos de los apartados 3 y 4). Para el control remoto de un receptor de televisión en color se utilizan hasta 9 canales, p. ej. mayor y menor volumen, más y menos saturación de color, mayor y menor luminosidad, avance y retroceso del selector de canales, y puesta en marcha y desconexión. El alcance de un control remoto de este tipo es, en general, de unos 10 m, aunque el ámbito de utilización en cada caso está limitado por las paredes de separación entre habitaciones; es decir, un emisor que funcione en una sala cerrada no causa distor-

sión alguna a un emisor que se encuentre fuera de dicha sala. Otra de las condiciones consiste en que tanto el espacio necesario como el consumo de energía del emisor ultrasónico alimentado por baterías ha de ser el mínimo posible.

Otra importante posibilidad de aplicación consiste en las barreras ultrasónicas que, entre otras cosas, pueden incorporarse a dispositivos de alarma (circuitos apartado 4). En las barreras ultrasónicas se utilizan las frecuencias más altas para conseguir un buen efecto direccional. El emisor y el receptor de sonido pueden colocarse uno frente a otro o bien uno junto a otro cuando hay un reflector. Dado que el sonido también se puede propagar a través de mangueras y tubos curvados y estrechos, se pueden alcanzar lugares difícilmente accesibles. Se detectan los objetos que interrumpen el sonido o que lo liberan; a diferencia de las barreras de luz, se detectan también objetos transparentes. Las dimensiones de los objetos que se han de detectar han de ser grandes en comparación con las longitudes de onda ultrasónicas.

Otra de las ventajas frente a la barrera de luz consiste en que el transductor ultrasónico también puede construirse, para tal tipo de barreras, muy robusto, gracias a lo cual resultan insensibles a la suciedad y al polvo. La seguridad de funcionamiento aumenta notablemente al prescindir de la lámpara; además resulta importante que el rayo permanezca invisible para control de paso en áreas de seguridad.

La barrera ultrasónica más sencilla consiste en un amplificador y dos transductores ultrasónicos que están acoplados acústicamente y junto con el amplificador constituyen un circuito autoexcitado (circuitos apartado 4). Tan pronto como el acoplamiento acústico entre ambos transductores se interrumpe, el sistema deja de oscilar. Con la tensión de oscilación se pone fuera de funcionamiento una lámpara o un relé (si es necesario, a través de una etapa amplificadora).

Los transductores con ancho de banda mayor facilitan una modulación del rayo ultrasónico. Las barreras ultrasónicas moduladas se caracterizan por la falta de sensibilidad frente a ruidos parásitos. Además se pueden emplear los rayos ultrasónicos para fines de control remoto; por ensayos se ha comprobado que su alcance sobrepasa los 10 m. Dado que también es posible una modulación con frecuencias audibles, por ejemplo, pueden emplearse transductores para transceptores ultrasónicos que pueden resultar útiles en ambientes ruidosos.

El aprovechamiento del efecto Doppler permite, además, mediciones de velocidad mediante ultrasonido. Si la onda de sonido enviada por el emisor encuentra un reflector móvil, en el receptor se obtiene un desplazamiento de frecuencia que resulta proporcional a la velocidad, dentro de un margen de distancias. Si sólo se ha de detectar la presencia de personas u objetos que se mueven (p. ej., en dispositivos de alarma o en áreas de seguridad), el aparato sólo necesita indicar la presencia de un desplazamiento de la frecuencia, sin señalar su magnitud. (Detectores de movimiento; particularidades y circuitos, apartado 4). La mayoría de las veces en dicho caso se colocan juntos emisor y receptor.

Otra de las interesantes aplicaciones consiste en la búsqueda de escapes en recipientes con vacío o sobretensión, o en la búsqueda de pulverización o efluvios eléctricos. El paso de gases así como los efluvios eléctricos originan ruidos en el margen ultrasónico que pueden transformarse en magnitudes eléctricas con un receptor ultrasónico o, mediante una conversión de frecuencia, pueden hacerse audibles directamente. En el apartado 4 se describe un circuito de este tipo.

Los transductores de banda ancha resultan adecuados para el funcionamiento a impulsos. Por medio de eco del impulso resultan posibles mediciones de distancia, por ejemplo, mediciones del nivel de llenado en silos y en carboneras.

El ultrasonido también puede utilizarse para medir a distancia la velocidad del viento. Si el aire en movimiento pasa a través del rayo ultrasónico aumenta o disminuye su velocidad de acuerdo con los componentes del viento en o contra el sentido del rayo. El desplazamiento de fase (para velocidades mayores, el desplazamiento de frecuencia) entre el emisor y el receptor constituye una medida de la velocidad del viento. Con tres dispositivos de medida colocados perpendicularmente entre sí pueden determinarse las tres componentes del viento. El mismo principio se puede aplicar a la velocidad de un caudal de gas o líquido.

En varias aplicaciones se ha de tener en cuenta en especial la dependencia de la difracción y de la absorción respecto de la frecuencia. Si, por ejemplo, la longitud de la onda de sonido es del orden del tamaño del objeto que se ha de localizar, la difracción del sonido en la zona de la sombra puede dificultar la localización. En este caso resulta ventajosa una frecuencia mayor. Por otra parte, la absorción del ultrasonido en el aire aumenta mucho en relación a la frecuencia. En la tabla siguiente se indican las distancias a (m) a las cuales la presión del sonido disminuye a la mitad en aire puro y seco, según la frecuencia.

f (kHz)	a (m)	h (m)
20	100	10
50	20	3
100	5	2

Tales distancias conseguidas en la práctica b (m), teniendo en cuenta la humedad del aire, la temperatura e impurezas, son con frecuencia menores. Además de esa disminución del alcance del ultrasonido para frecuencias mayores se ha de tener en cuenta que la potencia del sonido entregado disminuye también con el tamaño de los transductores necesariamente más pequeños.

2. Construcción, frecuencias de resonancia y demás propiedades de un transductor ultrasónico

Para la producción y recepción de ultrasonido se utilizan con éxito membranas flexibles bimorfas, delgadas, de piezóxido 5, pues se adaptan bien a la baja resistencia acústica del aire. De este modo se consigue un rendimiento electroacústico relativamente elevado.

Un transductor ultrasónico para unos 37 kHz (tipo 822 293 15380; diámetro de la cápsula, unos 25,5 mm; altura, unos 15 mm) utiliza, por ejemplo, una placa bimorfa rectangular provista de una delgada capa de plata por ambas caras (medidas 8 X 8 X 0,6 mm), que se sostiene, arriba, por una lámina de forma especial, en el centro por dos bordes situados uno frente al otro, y abajo por una lámina metálica colocada a 90° a los otros dos bordes. Las láminas metálicas de arriba y de abajo sirven también para el contacto. Puesto que el centro de la plaquita y las partes de los bordes oscilan en contrafase, se produciría sin más precauciones una eliminación mutua de las ondas ultrasónicas, lo cual haría que el rendimiento fuera muy pequeño. Por ello resulta necesario cubrir, por ejemplo, el centro de la plaquita con una lámina, de modo que se impida la radiación ultrasónica en ese lugar. Además se obtiene una inversión de fase del ultrasonido que tiene lugar lateralmente, de modo que el efecto ultrasónico utilizado queda algo reforzado por los bordes de la plaquita. El empleo de un elemento flexible totalmente cerámico (es decir, sin estar enganchado a la plaquita metálica) aporta un gran factor de acoplamiento y una gran sensibililidad.

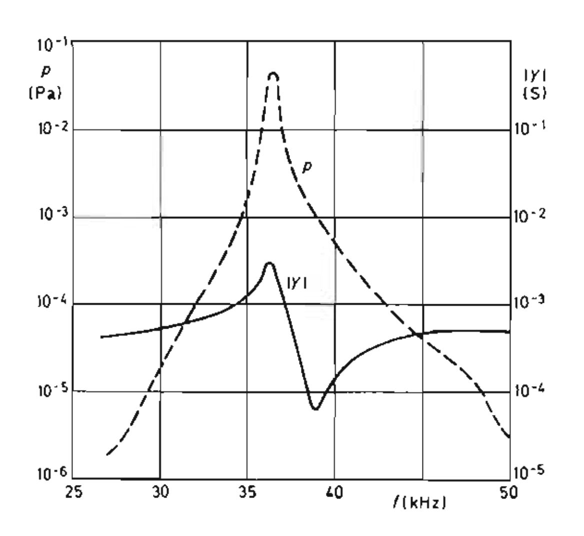


Figura 1. Admitancia $|Y| = |I/V|$ y presión del sonido p en función de la frecuencia f ($V = 0{,}1$ V; distancia 1 m)

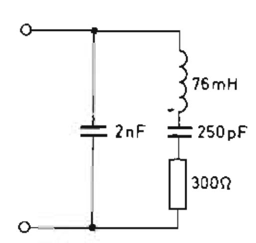


Figura 2. Circuito equivalente del transductor.

Conforme indica la figura 1, el transductor ultrasónico presenta una resonancia acusada y se distingue de los transductores de banda ancha. Aproximadamente, el comportamiento eléctrico del transductor se puede describir por medio del circuito equivalente representado en la figura 2 (cf. también fig. A1 del apéndice).

Hay dos frecuencias características:

a) la frecuencia de resonancia $f_s \approx 36{,}5$ kHz, para la cual la admitancia aparente del transductor presenta en la práctica un máximo

$$|Y_s| \approx 3{,}3 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{S} \triangleq |Z_s| \approx 300\,\Omega$$

$(|Z| =$ resistencia aparente$)$

b) la frecuencia de resonancia en paralelo $f_p \approx 39$ kHz, para la que se halla un mínimo del valor de admitancia aparente

$$|Y_p| \approx 6 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{S} \triangleq |Z_p| \approx 15\,\mathrm{k\Omega}$$

Las propiedades del transductor son influidas por el tipo de carga eléctrica. En primer lugar, esta carga puede consistir en una resistencia real R. Dicha resistencia R se puede colocar como resistencia de entrada de un preamplificador o como resistencia interna del generador del emisor, puesto que ambos casos de funcionamiento no presentan diferencias esenciales en sus propiedades.

En el caso de falta de carga eléctrica ($R \ll |Z_s|$ ó $R \gg |Z_p|$ el transductor presenta un factor de mérito de 60

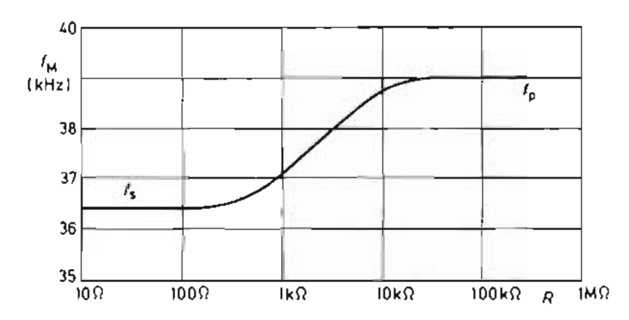


Figura 3. Frecuencia de resonancia mecánica f_M del transductor en función de la resistencia R.

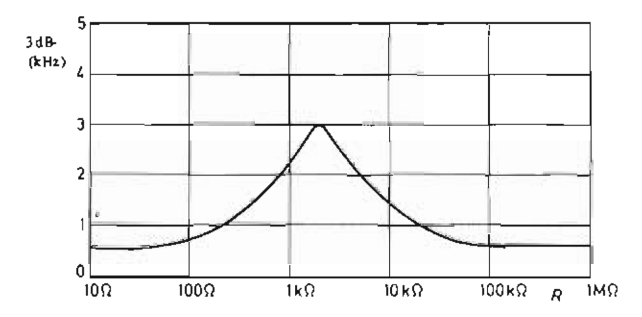


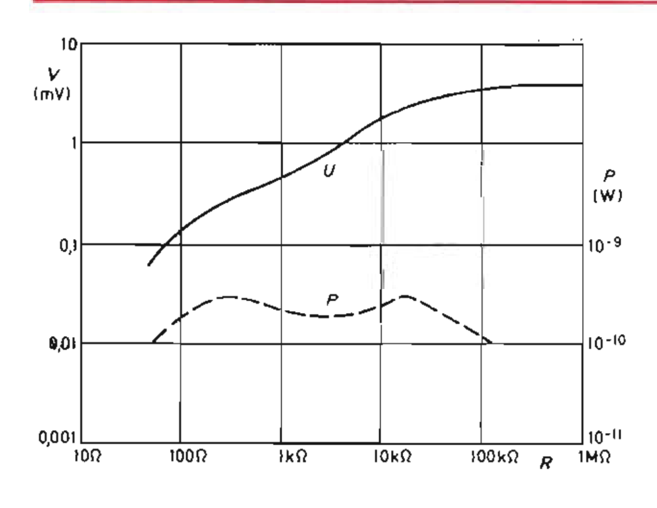
Figura 4. Ancho de banda del transductor en función de la resistencia R.

aproximadamente. Por tanto se obtiene un ancho de banda de 3 dB de unos 0,6 kHz.

La figura 3 muestra la relación entre la frecuencia de resonancia mecánica f_M y la resistencia de carga R (véase también la ecuación A3 del apéndice); f_M es la frecuencia para la cual se consigue una máxima sensibilidad actuando como captador, o para un emisor, una máxima presión de sonido. En la figura 4 se indica el ancho de banda correspondiente. Se puede ver que f_M se desplaza, de f_s a f_p, al aumentar la resistencia de carga R; para R = 2 kΩ se obtiene un máximo ancho de banda de unos 3 kHz. Esta frecuencia se encuentra aproximadamente en el centro entre f_s y f_p.

La tensión producida V, así como la potencia eléctrica entregada P, para el funcionamiento como receptor (presión de sonido 0,1 Pa) se representa en la figura 5.

A partir de la relación entre la potencia eléctrica entregada y la resistencia de carga R se deduce que el rendimiento es, aproximadamente, constante en el margen de R = 100 Ω hasta 50 kΩ. Lo mismo vale para el transductor que funciona como emisor. En la figura 6 se indica qué presión de sonido se obtiene para una tensión en vacío dada V = 0,1 V y una distancia de 1 m. Al funcionar como emisor hay que tener en cuenta que la presión del sonido no sólo desciende inversamente a la distancia sino que además se amortigua 1,4 dB/m aproximada-



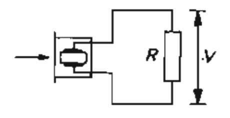
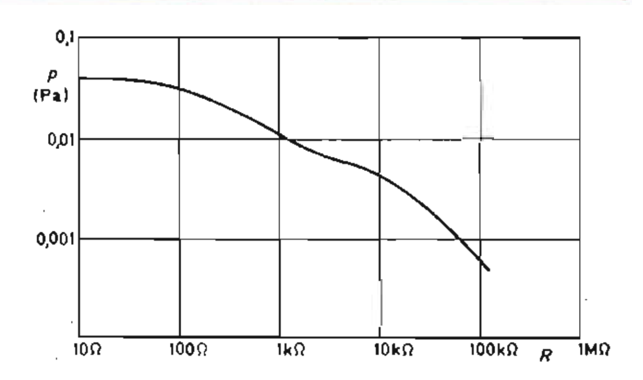


Figura 5. Tensión producida V y potencia P del transductor en el funcionamiento como receptor para una presión de sonido p = 0,1 Pa



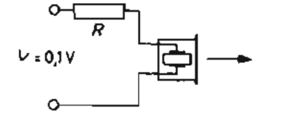


Figura 6. Presión de sonido p en función de la resistencia R (V = 0,1 V; distancia 1 m)

mente por la absorción del aire (distancia a la cual la presión es la mitad ≈ 4 m).

Funcionando como emisor, además de la potencia, que se ha presupuesto pequeña, varían algunos datos. Para $R = 0$ así como $V = 0{,}1$ y 3 V se obtienen, por ejemplo, los valores indicados en la tabla siguiente.

TABLA. Propiedades del transductor ultrasónico de 37 kHz (funcionamiento como emisor) para distintas tensiones

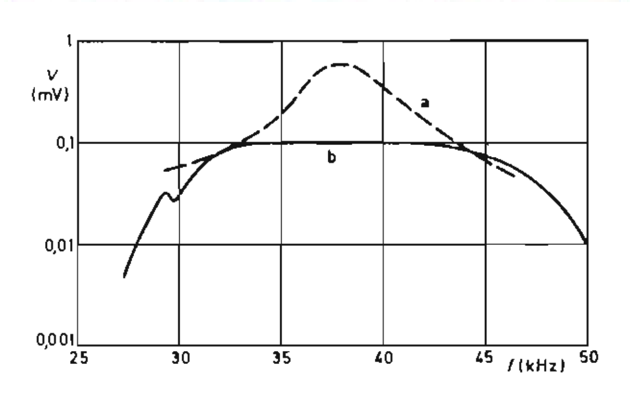
		$V = 0{,}1$ V	$V = 3$ V
f_s	(kHz)	36,5	36
Δf (3 dB)	(kHz)	0,6	1,5
$\lvert Z_s \rvert$	(Ω)	300	600
Presión del sonido p (1 m distancia)	(Pa)	0,04	0,5

Los anchos de banda del transductor se pueden aumentar si, además de una resistencia de carga R, se conecta con él una inductancia de unos 7,4 mH en paralelo (L_{par}) o en serie (L_{ser}) (fig. 7). Este valor se desvía del calculado en la ecuación A4, puesto que también se ha de tener en cuenta la influencia acústica de la placa de la tapa. A fin de mantener curvas de paso lo más planas posible, en este caso, se han de fijar las resistencias de carga en 390 Ω (bobina en serie) o en 10 kΩ (bobina en paralelo).

Mientras que la sensibilidad de un receptor con inductancia en serie (R = 390 Ω) es de unos 1 mV/Pa o con inductancia en paralelo (R = 10 kΩ) es de unos 5 mV/Pa, para el funcionamiento como emisor, con $V = 0{,}1$ V a 1 m de distancia se consigue una presión de sonido de 0,007 Pa para el circuito en serie y 0,002 Pa para el circuito en paralelo.

A partir de lo anteriormente dicho se comprende que se ha de prestar atención, al calcular los circuitos electrónicos que hayan de trabajar con tales transductores, a las impedancias de entrada y de salida correctas.

La característica direccional del transductor se indica en la figura 8. En una escala lineal se representan en dicha figura la presión relativa del sonido (funcionamiento como emisor) y la sensibilidad relativa (funcionamiento como receptor).



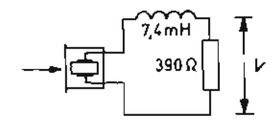


Figura 7. Tensión producida V por el transductor funcionando como receptor para una presión de sonido p = 0,1 Pa.
a) Con una resistencia de carga de 2,2 kΩ.
b) Con una inductancia en serie de 7,4 mH y una resistencia de carga de 390 Ω.

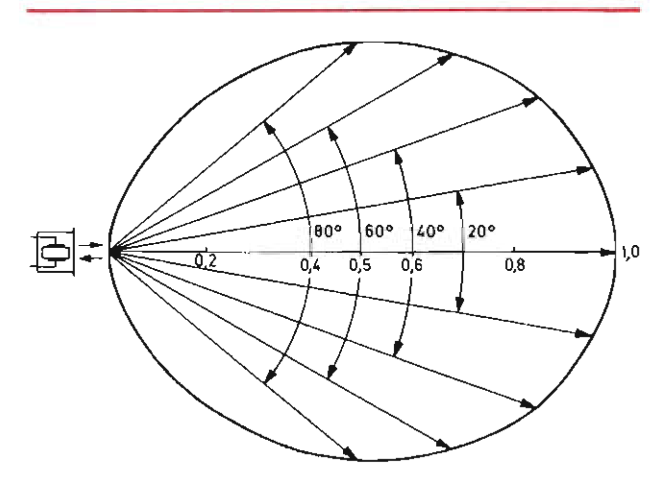


Figura 8. Característica direccional del transductor para el funcionamiento como emisor y como receptor (detalles en el texto).

3. Circuitos de emisores para distintas aplicaciones

Los circuitos emisores son de dos tipos. En los circuitos sencillos, que en general sólo resultan apropiados para una frecuencia (1 canal), el transductor constituye el elemento de ajuste de la frecuencia. En dicho caso la frecuencia se limita al margen entre la frecuencia en serie y en paralelo.

Para transmitir márgenes de frecuencia superiores, por ejemplo en un control remoto de varios canales, se ha de utilizar un oscilador separado cuya frecuencia no sea influida por el transductor.

Ambos tipos de circuitos se describen a continuación.

Oscilador realimentado con bobina

La figura 9 representa un oscilador realimentado en el que el transductor ultrasónico funciona en un circuito puente. De este modo se consigue un funcionamiento adecuado a la frecuencia óptima de trabajo, aunque los datos del transductor presenten un gran margen de dispersión.

El puente se ajusta a la máxima presión de sonido, lo cual lleva a una frecuencia de unos 36,5 kHz. La presión de sonido alcanza unos 0,45 Pa a 1 m de distancia.

Oscilador realimentado sin bobina

La figura 10 representa un circuito en el que el oscilador trabaja sin bobina. Con él se consigue a un metro de distancia para 36 kHz una presión de sonido de unos 0,5 Pa. Una frecuencia de trabajo superior (unos 39 kHz; frecuencia de resonancia en paralelo del transductor) se obtiene con el circuito multivibrador representado en la figura 11 (también sin bobina).

Oscilador para cuatro canales

En el apartado 1 ya se expuso que para el control remoto de un proyector de diapositivas se requieren cuatro canales. La figura 12 presenta un circuito emisor de ese tipo, para el que la frecuencia no está determinada por el transductor sino por un circuito oscilador *LC* normal. Con el transductor descrito en el apartado 2 se obtiene una presión de sonido de 0,8 Pa a una distancia de un metro. El circuito puede ser ampliado a una mayor cantidad de canales aunque siempre, si es posible, han de mantenerse en el margen de 33 kHz y 45 kHz.

4. Circuitos receptores para distintas aplicaciones

A continuación se describen primeramente tres circuitos básicos (para barreras ultrasónicas y detectores de movimiento según el principio Doppler) que son adecuados para distintos usos y pueden optimarse para el fin deseado mediante pequeñas variaciones. El último circuito receptor descrito para control remoto se muestra ya optimizado.

Barreras ultrasónicas

La figura 13 representa un receptor ultrasónico de una o dos etapas (preamplificador) con transductor receptor *W*1. La señal amplificada es rectificada, conducida a un amplificador de tensión continua e indicada por una lámpara que puede cambiarse por un relé. Si se conecta el transductor emisor *W*2 indicado en la figura por línea de trazos, el circuito puede servir también para

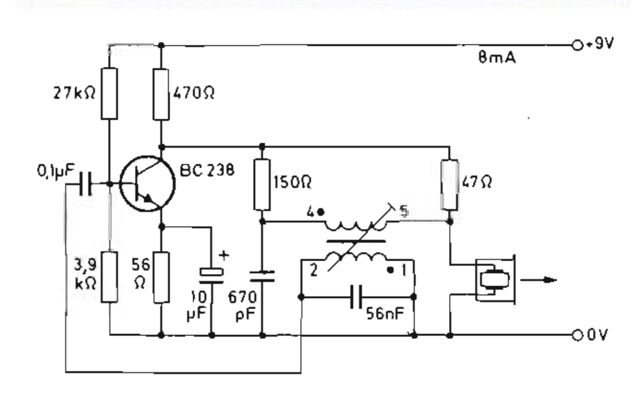


Figura 9. Oscilador con realimentación.
Transmisor: núcleo de ferroxcube
armadura de ferroxcube
formita
Inductancia: $L_{1\text{-}2} \approx 180\ \mu H$.
Número de espiras: N1-2 = 120 esp. hilo trenzado 0,14
N4-5 = 60 esp. hilo trenzado 0,14

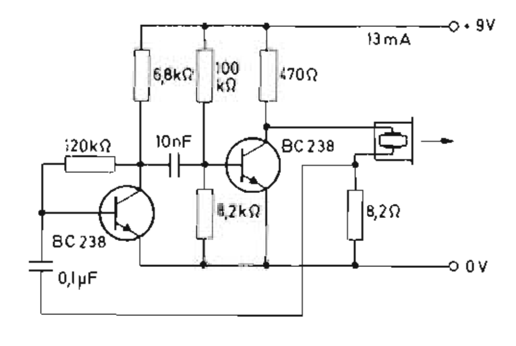


Figura 10. Oscilador sin bobina, sencillo circuito de realimentación.

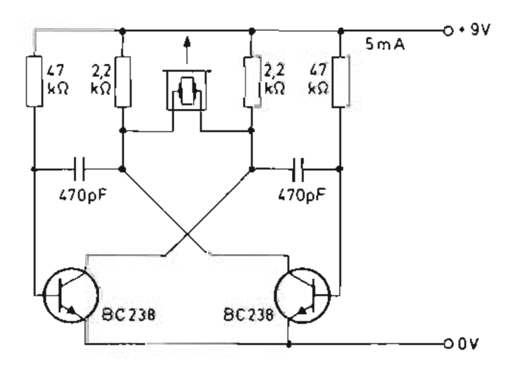
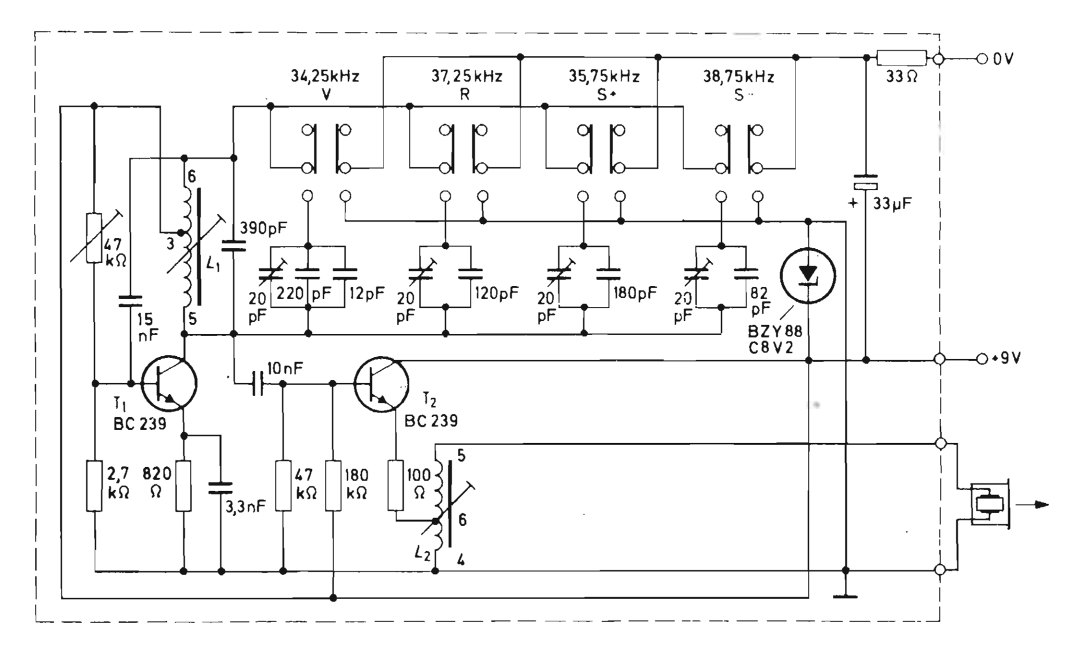


Figura 11. Oscilador sin bobina, circuito multivibrador.



Las letras en los cuatro circuitos significan:

F = transporte hacia adelante
R = transporte hacia atrás
S+ = enfoque hacia adelante
S– = enfoque hacia atrás.

Inductancias: L1, 5-3 = 35 mH, L1, 3-6 = 79 μH
L2, 5-6 = 5,1 mH, L2, 6-4 = 480 μH.
Números de espiras: N1, 5-3 = 1150 esp. hilo trenzado 0,06
N2, 5-6 = 440 esp. hilo trenzado 0,1
N1, 3-6 = 55 esp. hilo trenzado 0,06
N2, 6-4 = 140 esp. hilo trenzado 0,1

Figura 12. Oscilador para cuatro canales (para control remoto de un proyector de diapositivas)

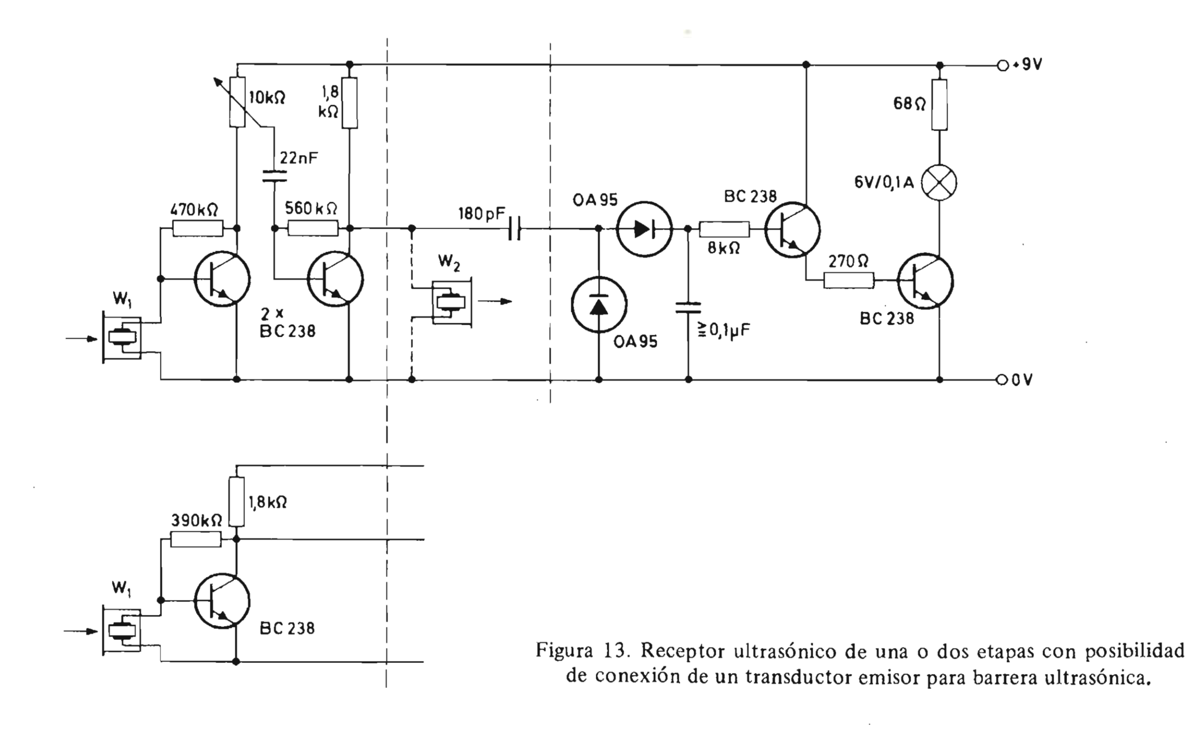


Figura 13. Receptor ultrasónico de una o dos etapas con posibilidad de conexión de un transductor emisor para barrera ultrasónica.

emisor ultrasónico de una barrera ultrasónica en un funcionamiento realimentado acústico. En dicho caso, pueden enlazarse unos 5 m con el amplificador de dos etapas y unos 0,1 m con el amplificador de una etapa. Especialmente para grandes distancias resulta más conveniente, emplear un emisor separado (corresponde entonces a *W*2).

Con el emisor representado en la figura 9 y el receptor de dos etapas el alcance de las barreras ultrasónicas es de diez metros aproximadamente. Este montaje puede usarse también para un control remoto de un canal.

Con el circuito amplificador representado en la figura 14 se consiguen una sensibilidad mayor y, por tanto, un mayor alcance. Debido a la elevada amplificación de tensión (unos 100 dB) se ha de procurar, al construir el circuito, evitar oscilaciones a fin de que no puedan presentarse realimentaciones parásitas. Puede ser conveniente incorporar un condensador ($\leq$ 27 pF) entre la base y el colector del transistor en la primera etapa, aunque de este modo disminuirá la amplificación de esta etapa. En el caso de que se necesite menos amplificación se puede prescindir de la tercera etapa. La resistencia colocada en serie con la lámpara se ha de calcular de acuerdo con dicha lámpara (o relé).

La máxima sensibilidad del circuito receptor representado en la figura 14 está en unos 39 kHz (frecuencia de resonancia en paralelo del transductor). Puede utilizarse junto con el circuito emisor mostrado en la figura 11, el cual trabaja aproximadamente a una frecuencia igual.

Detectores de movimiento según el principio Doppler

Mediante el movimiento de objetos que reflejan ultrasonidos, la frecuencia del ultrasonido reflejado captado por el detector de movimiento experimenta una variación (debido al efecto Doppler) que se calcula

$$\Delta f = 2\,f\,\frac{v}{v_L}$$

donde

Δf variación de la frecuencia
f frecuencia del ultrasonido producido
v velocidad del objeto en movimiento (en relación al montaje)
v_L velocidad del sonido en el aire ($\approx$ 340 m/s)

Por ejemplo, para f = 37 kHz y v = 1 m/s se obtiene una variación de la frecuencia $\Delta f \approx$ 220 Hz. Por interferencia entre las ondas ultrasónicas reflejadas por objetos fijos y el que está en movimiento surge una oscilación de amplitud (batido) de la mencionada frecuencia. Esa oscilación ha de ser detectada y señalada por el detector de movimiento. También resulta posible la detección mediante un discriminador de frecuencia.

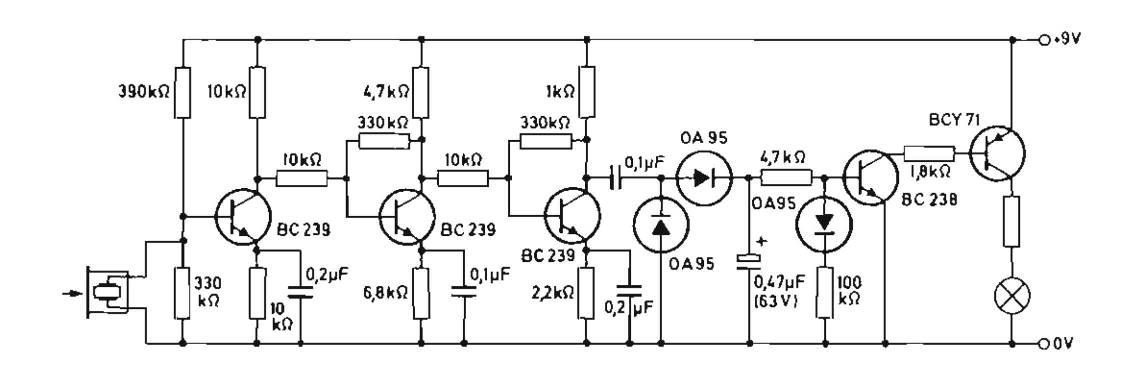


Figura 14. Receptor ultrasónico de tres etapas.

El circuito representado en la figura 15 sirve para detectar oscilaciones de amplitud. La señal, después de pasar por un amplificador previo de dos etapas, es conducida a un circuito rectificador que entrega una señal de frecuencia convenientemente baja para oscilaciones de amplitud. Esa señal es amplificada por un amplificador de una etapa, rectificada también y señalada por una lámpara.

Con el circuito indicado en la figura 15 pueden detectarse señales con frecuencias de 5 Hz a 1 kHz. Esto corresponde a velocidades del objeto en movimiento de 0,02 m/s a 5 m/s. Una instalación de este tipo resulta adecuada como alarma.

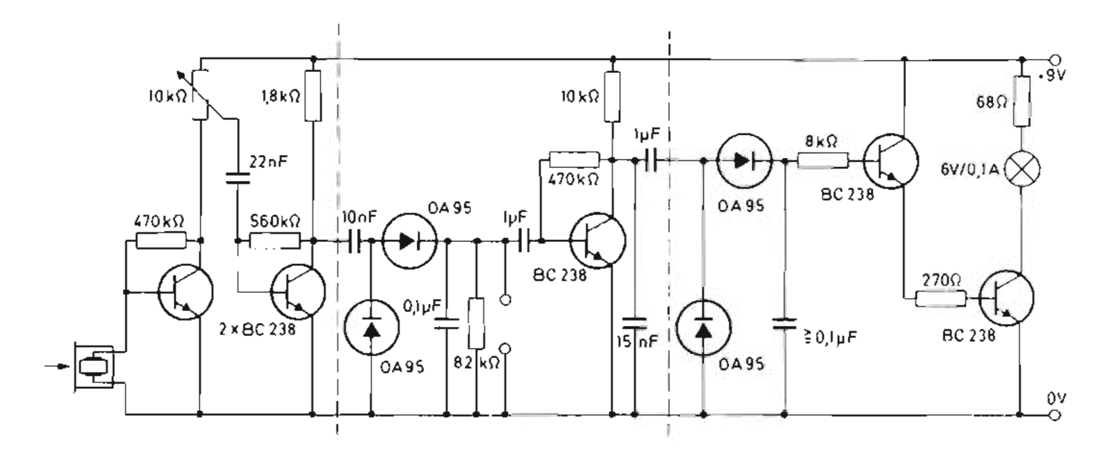


Figura 15. Detector de movimiento (especialmente para alarma).

Receptores para cuatro canales

La figura 16 representa al circuito de un receptor para un control remoto de proyector de diapositivas con cuatro canales, que, junto con el circuito de emisor representado en la figura 12, presenta un alcance de unos 10 m. Es posible ampliarlo con una cantidad mayor de canales.

En este circuito receptor el amplificador de baja frecuencia TAA310 se emplea como elemento amplificador para las señales captadas por el transductor receptor. Para el montaje del TAA310 se aconseja consultar el manual *Linear integrated circuits.* En lugar de la resistencia de carga allí indicada de 1 kΩ se emplea un transformador en paralelo a la resistencia de carga de 470 Ω con una relación de transformación de 2 aproximadamente, de modo que la salida del circuito se puede alimentar una resistencia de 100 Ω. Con el fin de que no influyan en la amplificación de este montaje componentes inductivas, la impedancia del transformador al primario para la frecuencia más baja que se haya de transmitir de 30 kHz ha de ser bastante mayor que la resistencia de carga.

Para la realización pueden emplearse componentes de bobinas Macronova. De este modo, para el devanado primario se obtiene N_{pr} = 840 espiras, y para el devanado secundario, N_{sec} = 450 espiras. (Tipo de hilo en ambos casos: cobre trenzado de 0,09).

La alta amplificación de tensión del TAA310 de unos 85 dB (para el acoplamiento elegido de la carga) determina que este componente propenda a oscilar con realimentaciones parásitas. Algunos componentes del amplificador de entrada del circuito representado en la figura 16 hubo que determinarlos experimentalmente. Esto, sin embargo, significa también que el circuito del amplificador de entrada con los componentes indicados en la figura 16 sólo pueden funcionar con el montaje de componentes que se presenta en la figura 17.

En el caso de control del receptor a distancias menores aparecería en la salida del amplificador una señal mayor y deformada. Por eso existe el peligro de que varios canales de transmisión que se encuentren en paralelo en la salida sean controlados simultáneamente. A fin de impedirlo se han incorporado los dos diodos BA220 para limitar la señal de salida. Los condensadores entre los terminales 7 y 8 (100 pF) así como entre 1 y masa (12 nF) son necesarios por razones de seguridad.

A fin de alcanzar la anchura de banda de 15 kHz (entre 30 kHz y 45 kHz) con el transductor receptor, la capacidad en paralelo del oscilador se ha de compensar mediante una inductancia y todo el circuito se ha de amortiguar mediante una resistencia óhmica.

A este respecto existen dos posibilidades:

a) inductancia en serie L 7 mH y
   resistencia en serie R 390 Ω
   (obtención de la señal en la resistencia en serie)
b) inductancia en paralelo L 7 mH y
   resistencia en paralelo R 10 kΩ
   (obtención de la señal en la resistencia en paralelo).

El primer circuito corresponde a un montaje de baja impedancia de entrada del amplificador y resulta especialmente seguro frente a autoexcitaciones de todo el circuito. La tensión de la señal en la resistencia en serie es de unos 10 dB menor que con el circuito en paralelo. Por eso se eligió el circuito en paralelo para el acoplamiento del receptor ultrasónico. Este principio presenta la ventaja adicional de que la entrada del amplificador puede acoplarse mediante una adaptación en delta de la induc-

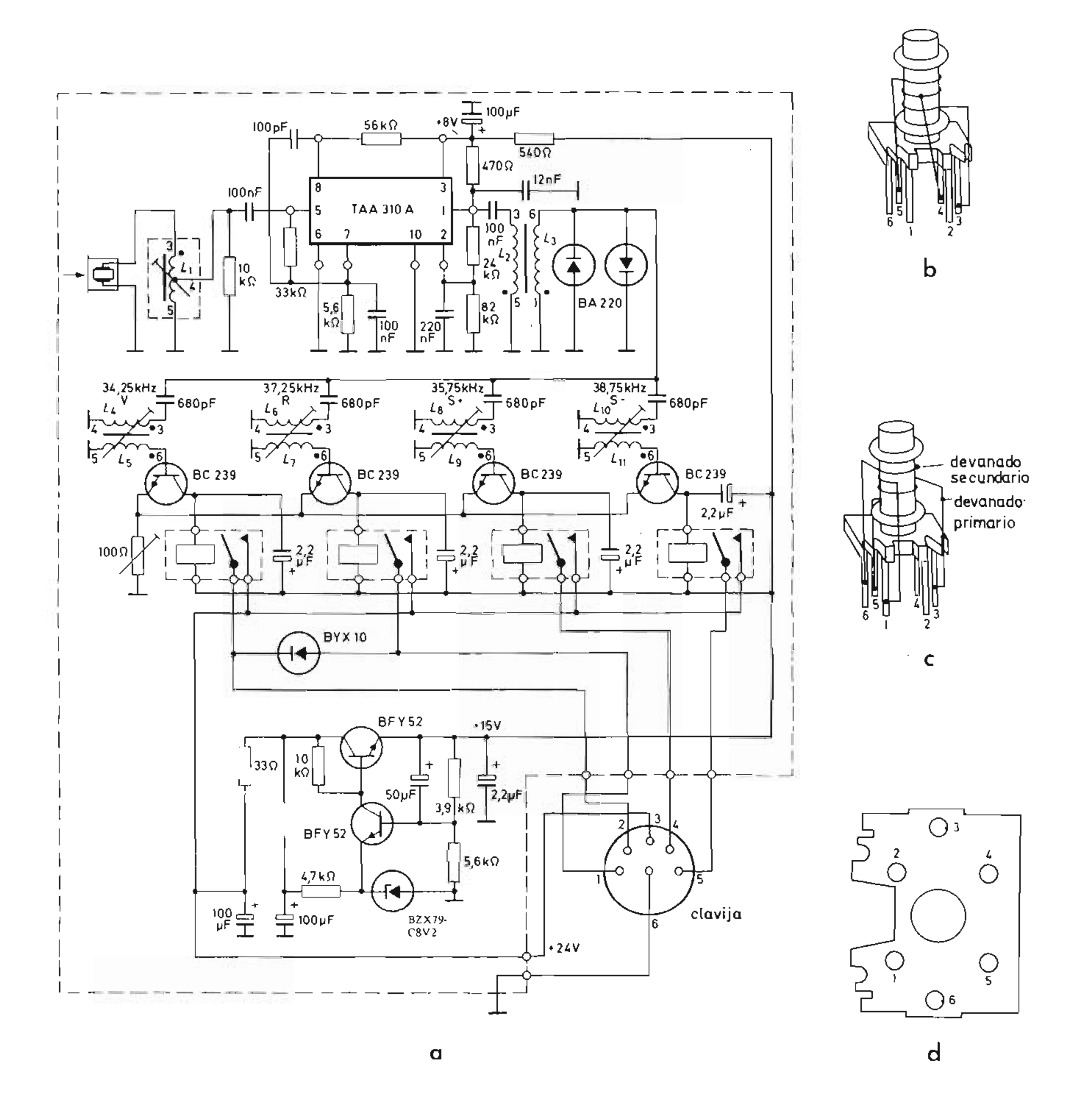


Figura 16a. Circuito receptor para cuatro canales con el amplificador de baja frecuencia integrado TAA310 (para control remoto de un proyector de diapositivas). Para las características de los canales véase la figura 12.

b) Esquema de devanado de la inductancia de entrada L1

c) Esquema de devanado del transformador L2/L3

d) Dibujo esquemático de la bobina, visto por la parte inferior.

Inductancia de entrada L: núcleo de ferroxcube
armadura de ferroxcube
formita; base
blindaje
L1, 3-5 = 7 mH.

Número de espiras: N1, 3-5 = 480 espiras de hilo de cobre de 0,1 (toma a 240 espiras).

Transformador y circuito oscilador (L2 a L11): 5 bobinas Macronova
núcleo de ferroxcube
armadura de ferroxcube
formita 4312 021 29650

Número de espiras:

N2 = 840 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,09	N7 = 56 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1
N3 = 450 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,09	N8 = 960 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1
N4 = 1000 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1	N9 = 60 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1
N5 = 65 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1	N10 = 885 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1
N6 = 920 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1	N11 = 56 espiras de hilo de cobre trenzado de 0,1.

La resistencia del relé de contacto de láminas de 12 V empleado vale aprox. 1 kΩ.

tancia óptimamente al circuito de entrada. La adaptación en delta a la mitad del número total de espiras se halló experimentalmente. La inductancia de entrada se realiza mediante el componente de bobina liliput Miniwatt. Para detalles, véase la figura 16.

Como ya se ha mencionado, se ha de tener en cuenta la disposición indicada de los componentes del amplificador para una función libre de fallos. A ello hay que añadir también el sentido del devanado y la disposición de los terminales del transformador y de la inductancia se han de respetar para un funcionamiento estable. A fin de evitar realimentaciones en la entrada que es muy sensible resulta necesario un blindaje de la inductancia de entrada.

Para la separación de los distintos canales de transmisión se conectan cuatro circuitos resonantes que actúan como filtros en la salida del amplificador de entrada. También es posible utilizar una cantidad mayor de dichos circuitos cuando se necesitan más canales para el control remoto. La disposición práctica de este circuito deberá realizarse a la mayor distancia posible de la inductancia de entrada del amplificador.

Detector de escapes

Este circuito receptor ultrasónico (fig. 18) contiene un oscilador cuya frecuencia está desplazada aproximadamente entre 1 y 2 kHz en relación a la frecuencia del receptor. Al recibir una señal ultrasónica, el tono diferencial que se encuentra en el margen audible es reproducido por el fonocaptor.

Dado que los gases que fluyen o los efluvios eléctricos irradian especialmente ultrasonido, el aparato puede utilizarse para verificar la existencia de poros o zonas de efluvios.

Con el empleo de un emisor ultrasónico adicional pueden verificarse también poros en otros recipientes cerrados cuando el emisor funciona dentro del recipiente.

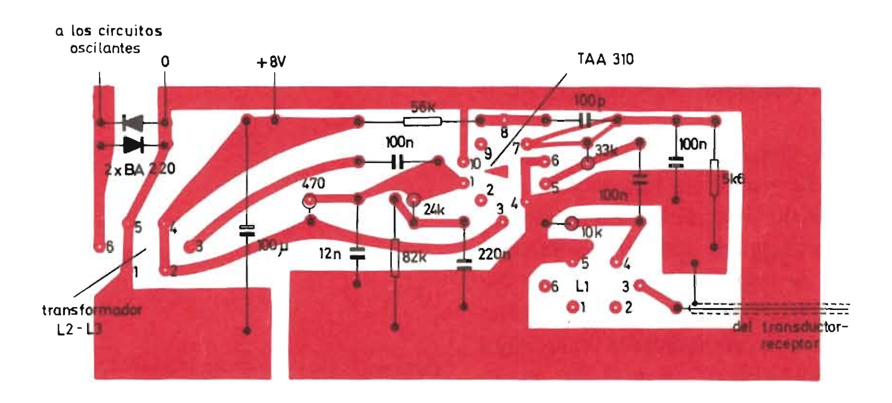


Figura 17. Montaje del TAA310 y de componentes del preamplificador en un circuito impreso (para el circuito representado en la figura 16).

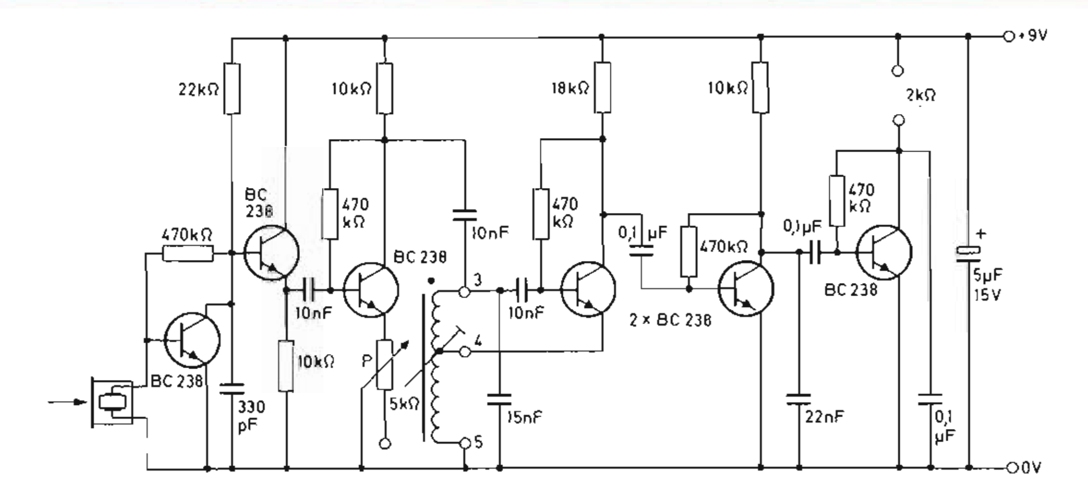


Figura 18. Detector de escapes con oscilador (explicaciones en el texto).
Inductancia L: número de catálogo, véase fig. 9.
Número de espiras: N3-4 = 23 espiras de hilo de cobre de 0,07.
N4-5 = 197 espiras de hilo de cobre de 0,07.
La inductancia se ajusta a la máxima intensidad del ruido del detector.

APENDICE

Comportamiento dinámico del transductor de piezóxido

Un transductor piezoeléctrico que oscile junto con o en la proximidad de su frecuencia de resonancia en serie (definición más arriba) puede describirse aproximadamente con el circuito equivalente representado en la figura A1.

Aplicando frecuencias variables, $|Y|$ y la resistencia aparente $|Z|$ del transductor varían de forma que se obtienen las curvas que muestra la figura A2. La frecuencia para la cual el valor de admitancia aparente es máximo se denomina frecuencia de impedancia mínima; se encuentra en las inmediatas proximidades de la frecuencia de resonancia serie para los valores indicados en la figura 2,la desviación sólo comportaría Δf unos 43 Hz, con lo que $\Delta f/f_s \approx 1{,}2 \cdot 10^{-3}$.

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L1\,C1}} \qquad (A1)$$

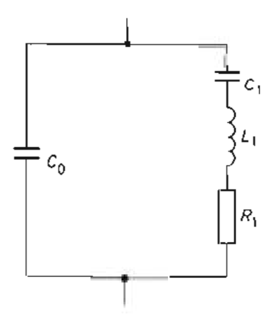


Figura A1. Circuito de un transductor de piezóxido.
C0 = capacidad del transductor para frecuencia de resonancia bastante inferior a la capacidad C1.
R1 = resistencia determinada por pérdidas mecánicas y radiación de energía.
C1 = capacidad del circuito mecánico.
L1 = inductancia del circuito mecánico.

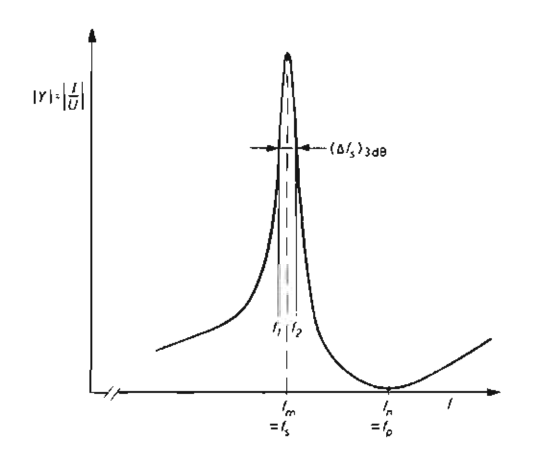
(frecuencia para la cual la resistencia en serie de la figura mencionada prescindiendo de $R1$ es cero).

La frecuencia para la cual el valor de admitancia aparente adopta un mínimo se denomina frecuencia de impedancia máxima; se encuentra inmediatamente próxima a la frecuencia de resonancia en paralelo

$$f_p = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C0 + C1}{L1\,C0\,C1}} \qquad \text{(A2)}$$

(frecuencia para la cual la resistencia en paralelo en la figura mencionada prescindiendo de $R1$ se hace infinita).

Hay que distinguir la frecuencia mecánica del transductor f_M de f_s y f_p, que corresponde a la frecuencia de la máxima sensibilidad para el receptor de sonido (micrófono) o bien a la radiación máxima para el emisor de sonido. Con la resistencia exterior R, que puede ser tanto la resistencia de entrada de un preamplificador como la resistencia interna de un generador de emisor, se influye, además de la potencia, la frecuencia f_M y la anchura de banda del transductor (la resistencia de pérdida



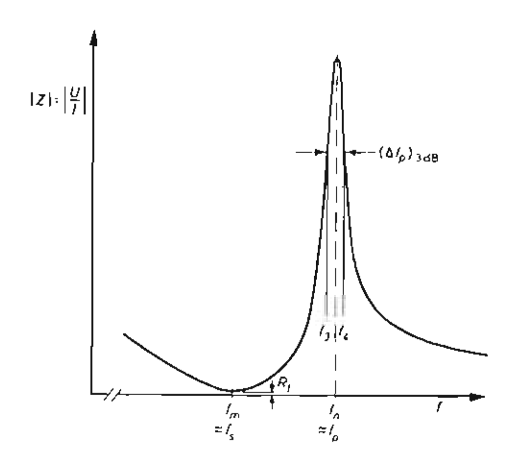
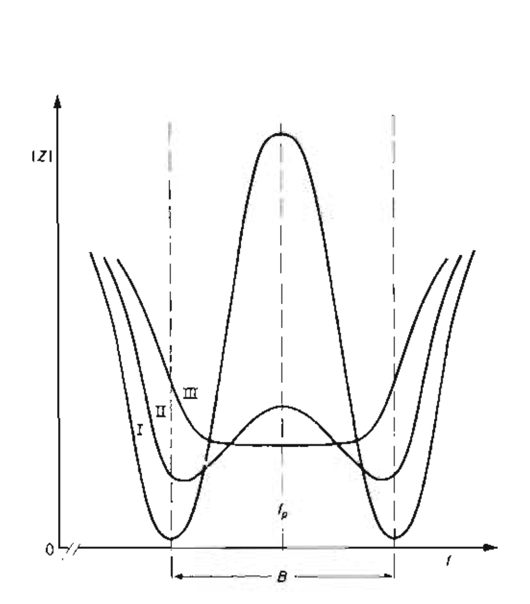


Figura A2. Admitancia aparente y resistencia aparente en función de la frecuencia. El valor de la admitancia aparente tiene un máximo para la frecuencia de impedancia mínima f_m ($\approx f_s$), la resistencia aparente para la frecuencia de impedancia máxima f_n ($\approx f_p$).



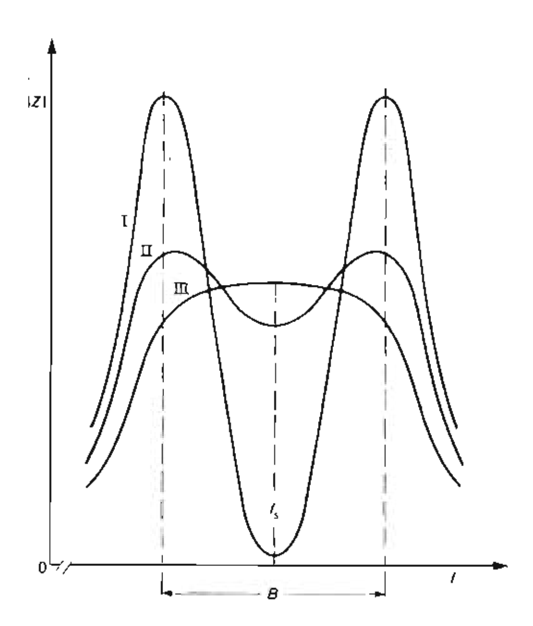


Figura A3. Resistencia aparente en función de la frecuencia para sintonía en serie y en paralelo. Explicaciones en el texto.

originada por las pérdidas dieléctricas en el transductor pueden despreciarse; no se han tenido en cuenta ni en la figura 2 ni en la figura A1). Para la condición (que aquí se cumple) $2\,(f_p - f_s)/f_s \ll 1$ se obtienen las siguientes relaciones

$$f_M = f_s + \frac{f_p - f_s}{1 + (1/\omega_s\, C0\, R)^2} \quad \text{con } \omega_s = 2\,\pi\, f_s\,, \quad (A3)$$

$f_M = f_s$ para $\omega_s\, C0\, R \ll 1$ (funcionamiento en cortocircuito; R pequeña),

$f_M = f_p$ para $\omega_s\, C0\, R \gg 1$ (funcionamiento en vacío; R grande).

Para $\omega_s\, C0\, R = 1$, f_M se encuentra en el centro entre f_s y f_p.

Con frecuencia resulta aconsejable ajustar el transductor con una inductancia. Es posible el ajuste tanto con una inductancia en paralelo como en serie (L_{par} ó L_{ser}).

De este modo surgen dos circuitos en resonancia acoplados:

Uno mecánico, que se describe por $L1$, $C1$ y $R1$, así como uno eléctrico que viene dado por L_{par} (o L_{ser}), C0 y la resistencia R del generador de tensión alterna o del preamplificador. Debido al acoplamiento de ambos circuitos aparecen curvas de paso que recuerdan los filtros de paso de banda.

Aproximadamente, las inductancias vienen dadas por

$$L_{par} = \frac{1}{\omega_s^2\, C0} \quad (A4)$$

$$L_{ser} = \frac{1}{\omega_p^2\, C0} \quad (A5)$$

La resistencia aparente se comporta con la frecuencia como se muestra en la figura A3.

La curva I vale para un oscilador acústico sin cargar.

Para cargas medias o fuertes se obtienen las curvas II ó III respectivamente.

FILTRO SUPRESOR DE INTERFERENCIAS DE RF PARA REGULADORES DE ILUMINACION

Muchos dispositivos eléctricos que trabajan con frecuencias de 0 Hz a 10 kHz provocan interferencias en la red. Presentamos a continuación el diseño y método de medida de un filtro supresor de interferencias de radiofrecuencia, aplicable a la regulación de una lámpara de alumbrado.

Este artículo describe un filtro supresor de interferencias en la banda de radiofrecuencia para un circuito regulador de lámpara de alumbrado de 3 kW. La figura 1 representa este circuito junto con el filtro, el cual limita el nivel de interferencias de acuerdo con la norma *N* alemana (VDE 0875: normas para la supresión de interferencias producidas por aparatos, máquinas e instalaciones que trabajan a frecuencias comprendidas entre 0 Hz y 10 kHz). La figura 4 muestra los niveles admisibles de interferencias en la red, producidas por aplicaciones domésticas, que existen en diversos países de Europa.

Puede observarse que todavía existen considerables diferencias entre un país y otro; algunos de ellos favorecen un punto de corte total a unos 54 dB, mientras que otros, de acuerdo con las recomendaciones del C.I.S.P.R. (*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*), presentan dos límites en gamas de frecuencias adyacentes.

Esto se debe a una diferencia de puntos de vista entre algunas autoridades y los fabricantes de equipos. Las primeras preferirían una sola norma, pero esto no concuerda con las normas posibles para una producción barata de equipos eléctricos. El factor principal que ocasiona este dilema es el elevado precio de los materiales utilizados en la fabricación de inductancias para filtros de baja frecuencia.

El sistema alemán de normas constituye un elegante compromiso y representa una solución lógica de dicho problema. Los equipos utilizados en las zonas clasificadas como industriales deben conformarse a la norma *G*. Los destinados a zonas no consideradas industriales y al uso doméstico normal deben seguir la norma *N*. En circunstancias y lugares especiales, en los que sólo puede tolerarse un bajo nivel de ruido, se impone la norma *K*. El filtro que se describe ha sido diseñado pensando en la norma *N*.

DISEÑO DEL FILTRO

En bornes de la entrada de red, el filtro tiene un condensador de 0,47 μF (*C*1), y dos condensadores clase *Y* de 22 nF (*C*2 y *C*3) entre las líneas y masa. En el lado correspondiente al regulador de iluminación hay un condensador de 0,15 μF (*C*4) y un choque de 300 μH (*L*1). Este último está protegido con epoxy, dentro de una caja de aluminio; mide 25 x 45 x 50 mm y pesa 170 gramos. Los valores de los condensadores han sido elegidos para permitir la máxima corriente de fuga tolerable, compatible con el hecho de que este tipo de regulador de luz es transportable durante su funcionamiento y normalmente va conectado a tierra.

Las figuras 3a, 3b y 3c muestran el nivel de interferencias generado por el regulador de iluminación solo (curva *A*) y con el filtro conectado (curva *B*), para cargas resistivas de 400 W, 900 W y 3000 W, respectiva-

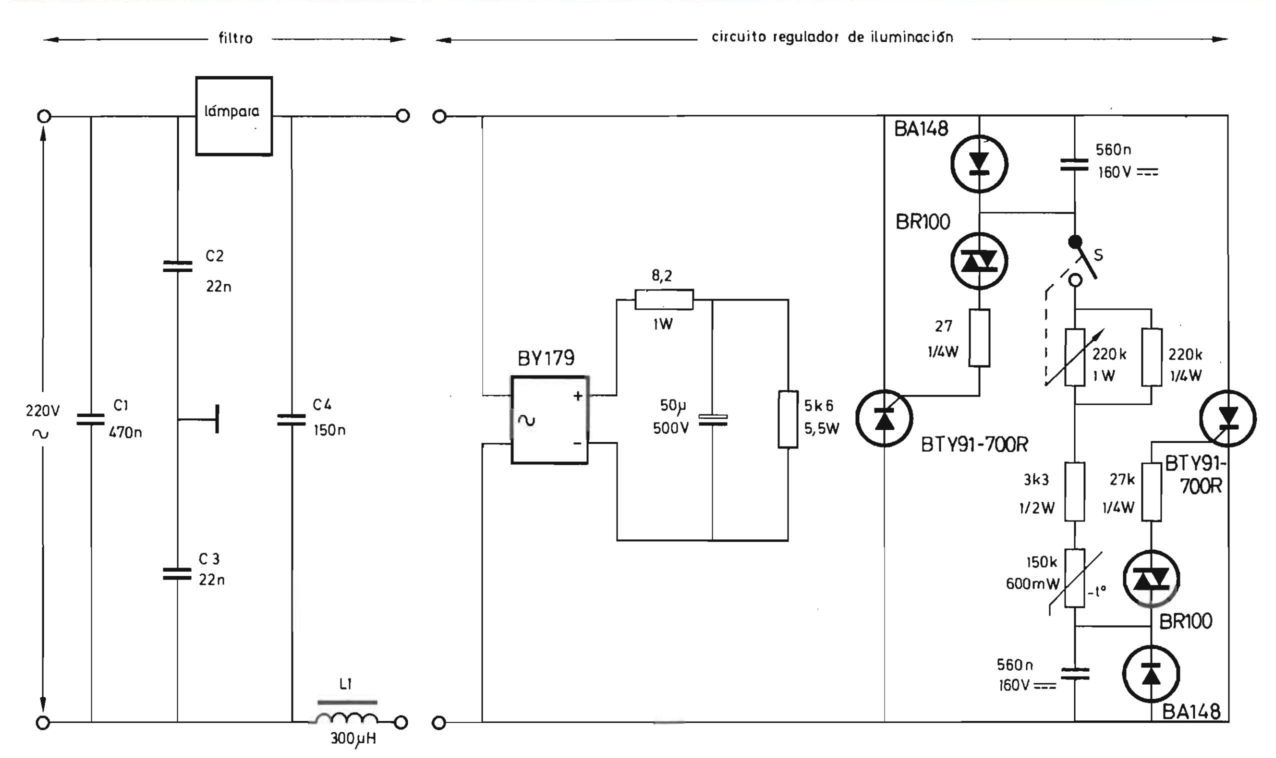
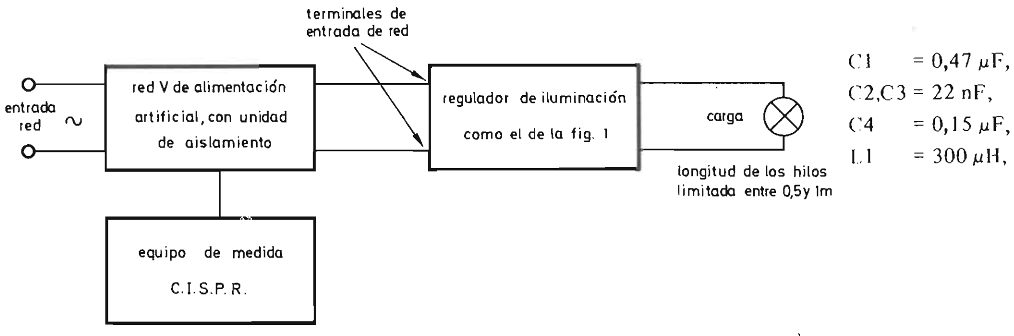


Fig. 1. Filtro y circuito regulador de iluminación.



C1 = 0,47 μF,
C2,C3 = 22 nF,
C4 = 0,15 μF,
L1 = 300 μH,

Fig. 2. Método de medida aprobado por el C.I.S.P.R.

mente. Para facilitar la comparación, se ha dibujado en cada gráfico la curva correspondiente a la norma *N*. Los resultados muestran que, con el filtro intercalado, el máximo nivel de interferencias a 3000 W es inferior a las recomendaciones del C.I.S.P.R. y también inferior a las normas (recomendadas u obligatorias) de la mayoría de países europeos. Las únicas excepciones corresponden al extremo de bajas frecuencias de la banda, donde para Finlandia, Noruega y Suecia (nivel permitido 63,5 dB) el nivel de interferencias supera este nivel para frecuencias inferiores a 200 kHz, y para Austria, Francia y España (nivel permitido 54 dB) el nivel se supera para frecuencias inferiores a 300 kHz. Estos resultados pueden considerarse válidos para todos los tipos de circuito de control, con triacs o tiristores, que trabajen con cargas resistivas de 3 kW como máximo.

METODO DE MEDIDA

Todas las medidas se efectuaron utilizando un circuito de medida normalizado, aprobado por el C.I.S.P.R., que también cumple las normas alemanas. La figura 2 indica el método de medida utilizado para obtener los resultados de las figuras 3a, 3b y 3c. El valor asimétrico de la tensión de ruido (cada línea con respecto a masa) se midió a lo largo de la banda de frecuencias normalizada de 150 kHz a 30 MHz.

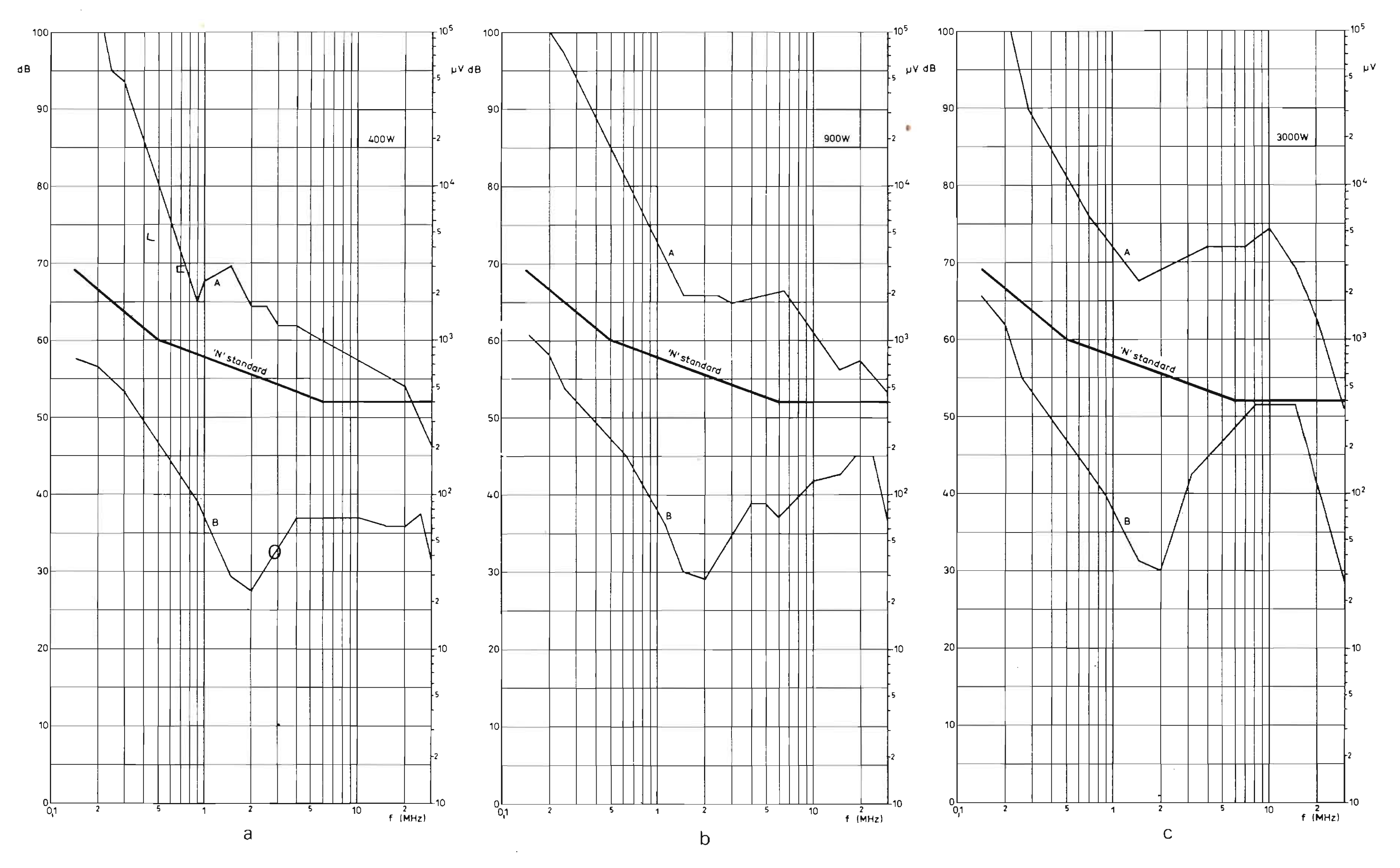


Fig. 3a, b y c. Niveles de interferencia del circuito regulador de iluminación de la fig. 1 comparados con la norma *N* alemana. En el ángulo superior derecho de cada gráfico se indica el valor de la carga resistiva. Curva A: sin filtro. Curva B: con filtro.

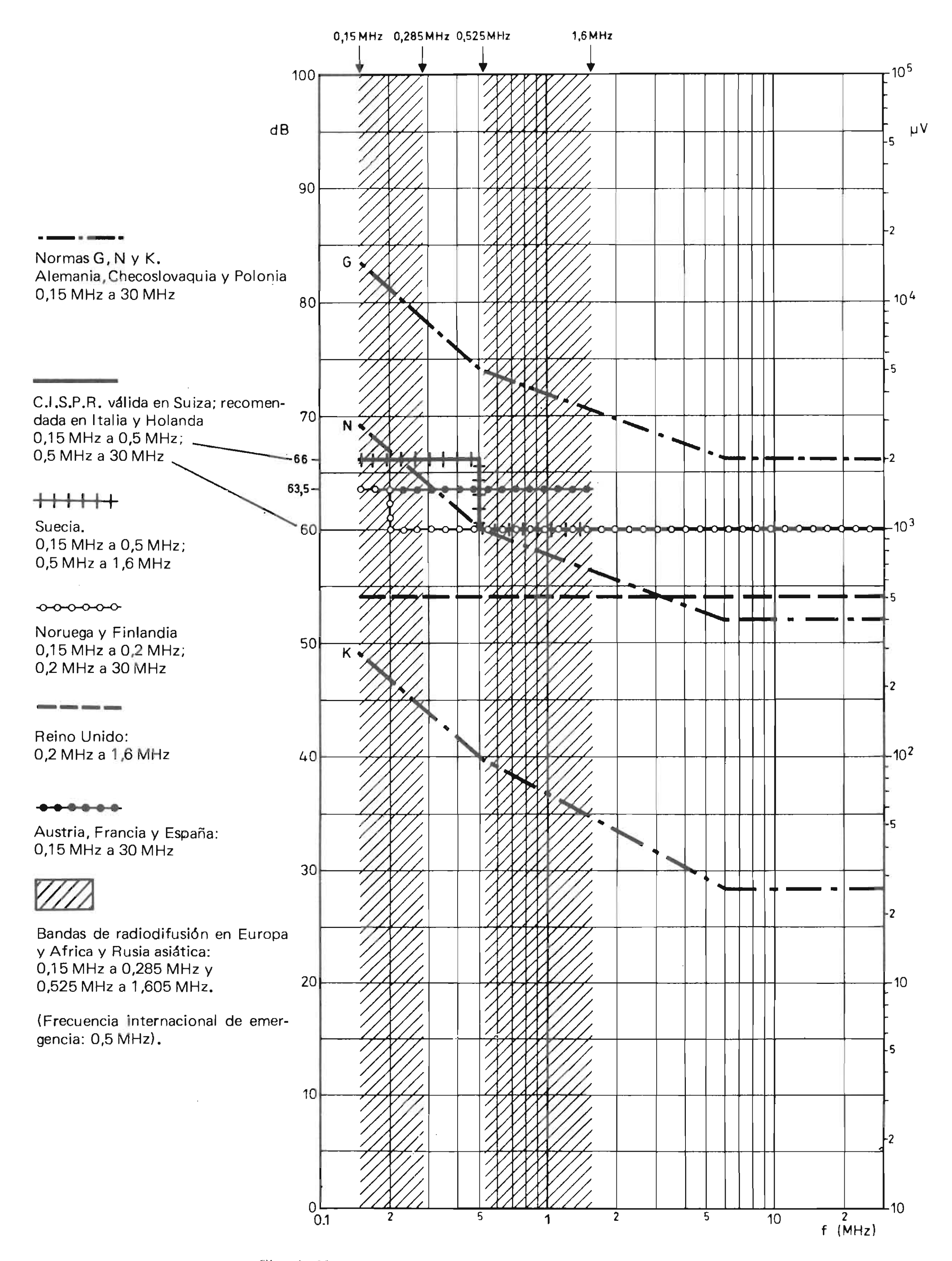


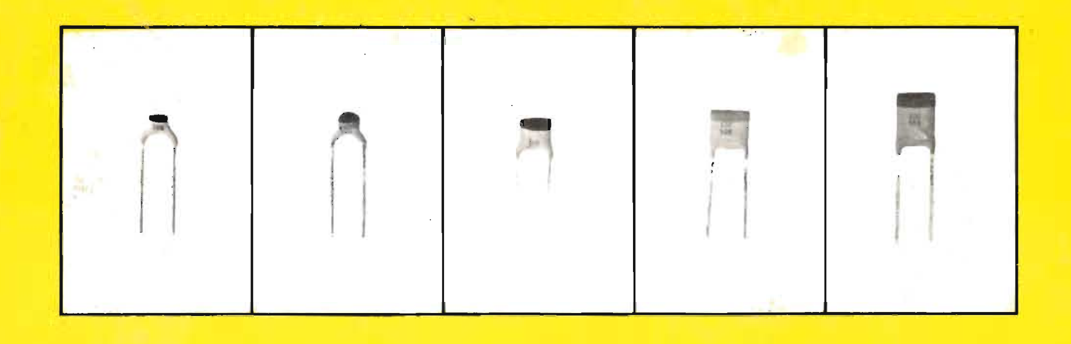
Fig. 4. Normas de tolerancia de interferencias en la red para aplicaciones domésticas, en Europa.

CIRCUITOS INTEGRADOS FJ (TTL)

PUERTAS:	NAND: de 8 entradas	FJH101/7430
	doble de 4 entradas	FJH111/7420
	triple de 3 entradas	FJH121/7410
	cuádruple de 2 entradas	FJH131/7400
		FJH231/7401
		FJH291/7403
		FJH301/7426
		FJH311/7401-S1
	NAND potencia: doble de 4 entradas	FJH141/7440
	NOR: cuádruple de 4 entradas	FJH221/7402
	AND/OR/NOT: doble de 2+2 entradas	FJH161/7451
	ídem con entrada de expansión	FJH151/7450
	simple de 2+2+2+2 entradas	FJH181/7454
	ídem con entrada de expansión	FJH171/7453
	OR exclusiva: cuádruple	FJH271/7486
	Inversor: séxtuple	FJH241/7404
		FJH251/7405
		FJH321/7405-S1
FLIP-FLOPS:	JK: simple (entradas AND)	FJJ101/7470
	simple ordenador-seguidor (entrada AND)	FJJ111/7472
	doble ordenador-seguidor	FJJ121/7473
		FJJ261/74107
	ídem con entradas de puesta a 0 y a 1	FJJ191/7476
	D doble, disparado por flanco	FJJ131/7474
	D cerrojo: de 4 bits por 2 entradas (S y D)	FJJ341/9314
	doble de 4 bits	FJJ281/9308
	cuádruple	FJJ181/7475
	séxtuple	FJJ291/74118
REGISTROS DE DESPLAZAMIENTO:	Simple: de 4 bits	FJJ321/9300
	de 5 bits	FJJ241/7496
	de 8 bits	FJJ151/7491A
	Doble de 8 bits	FJJ371/9328
CONTADORES:	Decimal (BCD)	FJJ141/7490
		FJJ351/9310
	Decimal reversible (BCD)	FJJ331/9306
	Binario de 4 bits	FJJ361/9316
	De 4 bits (divisor por 2, 4, 8, 16)	FJJ211/7493
	De 4 bits (divisor por 2, 6, 12)	FJJ251/7492
MULTIPLEXORES:	De 8 entradas	FJH351/9312
	Doble de 4 entradas	FJH401/9309
	Cuádruple de 2 entradas	FJH391/9322
OPERADORES:	Sumador (entradas con puerta)	FJH191/7480
	Doble sumador	FJH371/9304
	Sumador de 2 números x 2 bits	FJH201/7482
	Sumador de 2 números x 4 bits	FJH211/7483
	Comprobador de paridad de 8 bits	FJH281/74180
CODIFICADORES-DECODIFICADORES:	Codificador de 8 entradas con prioridad	FJH381/9318
	Decodificador: de 1 a 10	FJH261/7442
	de 1 a 16 (con entradas de inhibición)	FJH341/9311
	de 1 a 16 (con entradas de inhibición)	FJH361/9311
VARIOS:	Multivibrador monoestable	FJK101/74121
	Multivibrador monoestable (con puesta a cero)	FJK111/9600
	Doble multivibrador monoestable (con puesta a cero)	FJK121/9602
	Doble disparador de Schmitt de 4 entradas	FJL131/7413
	Decodificador-excitador de tubo indicador numérico	FJL101/7441A
	Doble puerta AND/OR/NOT para expansión	FJY101/7460

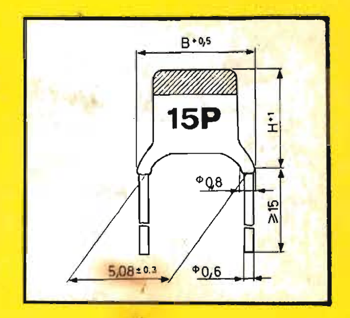
Condensadores cerámicos placa miniatura 500 V c.c.

(Series 650 y 655)



TAMAÑO ▶	I	II	III	IV	V	TOLERANCIA CAPACIDAD
DIELECTRICO CERAMICO ▼	MARGEN CAPACIDAD (pF)					
P100	0,47 - 3,3	3,9 - 6,8	8,2 - 10	12 - 18	22 - 27	
NP0	0,82 - 4,7	5,6 - 10	12 - 15	18 - 27	33 - 39	± 0,25 pF
N150	2,2 - 5,6	6,8 - 12	15 - 18	22 - 33	39 - 47	para C < 10 pF
N750	1,8 - 10	12 - 22	27 - 33	39 - 56	68 - 82	± 2 %
N1500	8,2 - 22	27 - 56	68 - 82	100 - 150	180 - 220	para C ≥ 10 pF
CLASE II (Y 5 P)	100 - 330	390 - 680	820 - 1000	1200 - 1800	2200 - 2700	± 10 %

Tamaño	B x H (mm)	Peso aprox. (g)
I	6 x 5	0,14
II	6 x 6	0,15
III	6 x 7	0,17
IV	6 x 8	0,19
V	6 x 11	0,19



RESUMEN DE DATOS

Tensión nominal	:	500 V c.c.
Tensión de prueba	:	1250 V c.c.
Margen de temperatura	:	−55 a +85°C
Prueba humedad	:	21 días según IEC 55/085/21
Separación terminales	:	5 mm/0,2"
Diámetro terminales	:	0,6 mm/22 AWG
Longitud terminales	:	4 mm y 15 mm

REVISTA "Miniwatt"

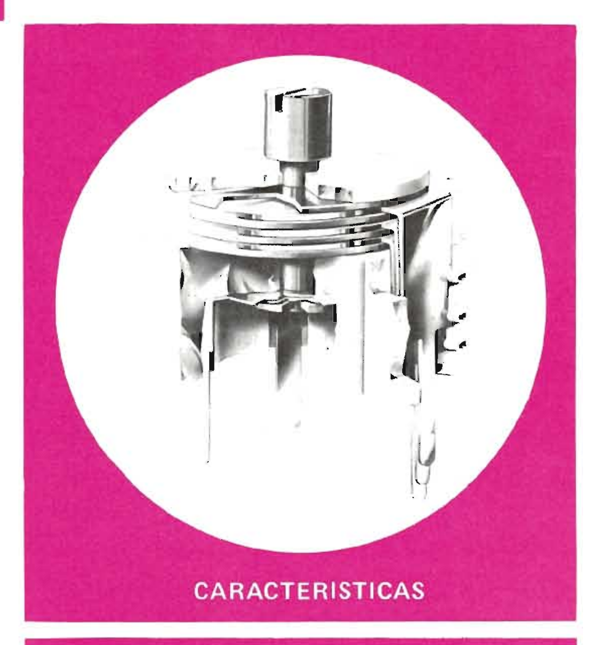
Vol. 11-Núm. 11 DICIEMBRE 1972 25 Ptas.



TRIMMERS

trimmers miniatura con dieléctrico plástico

Hemos introducido una serie de trimmers nuevos que, por sus excelentes características eléctricas, resultan muy útiles y adecuados para su montaje en circuitos impresos, especialmente para aparatos de radio, televisión y equipos industriales de tipo miniatura. Se construyen en una base plástica, y el material dieléctrico proporciona un elevado grado de estabilidad. Se ajustan por medio de un tornillo situado en la parte superior. Los terminales se adaptan a una rejilla de 2,54 milímetros.



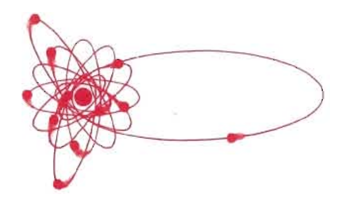
CARACTERISTICAS

Tensión nominal	100 V_{cc}
Margen de temperatura tolerable	–40 a +70 °C
Resistencia de aislamiento mín.	10 000 MΩ

	Número de catálogo 2222 808						
	00014	00004	00005	00006	91503 01025	01001 01026	
		00011	00012	00013	91504 01027	01004 01028	
Capacidad máxima Capacidad mínima	⩾ 3,5 ⩽ 1,2	⩾ 5,5 ⩽ 1,4	⩾ 10 ⩽ 2	⩾ 22 ⩽ 2	⩾ 40 ⩽ 5,5	⩾ 65 ⩽ 5,5	pF pF
Coeficiente temperatura	–550 ±250	–750 ±300	–200 ±300	–350 ±250	–400 ±300	–200 ±300	‰/°C
Amortiguamiento mínimo en paralelo a 1,0 MHz	10	10	3	3	3	3	MΩ
Par de trabajo	0,1 - 1,5	0,1 - 1,5	0,1 - 1,5	0,1 - 0,5	0,2 - 2,5	0,2 - 2,5	Ncm
Variación máx. capacidad con una carga axial de 2 N	0,02	0,05	0,1	0,1	0,2	0,3	pF
Peso	0,7	0,7	0,7	0,8	1,2	1,3	g
Color de la base	azul	gris	amarillo	verde	gris	amarillo	

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



ÍNDICE

VOLUMEN 11 - Número 11 **DICIEMBRE 1972**

DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Linear Integrated Circuits
General

Part 6 Digital integrated circuits
General

DTL	(FC family)	TTL	(GJ family)
DTL/HNIL	(FZ family)	CML	(GH family)
TTL	(FJ family)	MOS	(FD family)

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

DIODOS RECTIFICADORES DE SILICIO

11. Aplicaciones diversas

La aplicación de los diodos de potencia como rectificadores ha sido descrita con detalle en artículos anteriores. En éste se describen aplicaciones en las cuales la acción rectificadora no desempeña un papel importante.

La principal propiedad del diodo es la conducción en un sentido, y esto se aprovecha en circuitos en los que el diodo se emplea como diodo volante para igualar la corriente en una carga inductiva de c.c., o para hacer que un sistema rectificador regenerativo sea no regenerativo. Otras aplicaciones que se basan en esta propiedad son los sistemas de señalización, control de hornos, protección de cargadores de batería contra conexión invertida de la carga, etc.

Otra propiedad del diodo es que no conduce corriente en sentido directo hasta que no sobrepasa una determinada tensión umbral. De este modo el diodo puede ser utilizado como elemento limitador de tensión para protección de circuitos.

Los diodos de avalancha controlada pueden trabajar como "diodos reguladores de alta tensión" para proteger contra tensiones excesivas como las que se originan con carga de motores regenerativos.

11.1 APLICACION EN SISTEMAS DE CONTROL

11.1.1 Control de tránsito

Cuando una carretera se halla en reparación, puede quedar obstruida una longitud considerable de la calzada correspondiente a uno de los sentidos de marcha, de modo que todos los vehículos deben circular por una sola calzada de modo alternado. Para este caso resulta útil un sistema de control de tres posiciones, que dé paso en uno u otro sentido, y que corte el paso en ambos sentidos para los intervalos de espera entre inversiones de paso. El hecho de utilizar un cable de dos conductores, y no de tres, reduce considerablemente el coste de estas instalaciones temporales. La figura 11.1 muestra uno de los circuitos posibles. Las señales se conmutan mediante la inversión de la polaridad de la c.a. rectificada. El circuito utiliza rectificación de onda completa, de modo que el nivel eficaz de la tensión no varía y esto permite utilizar lámparas corrientes. Durante la posición "en rojo" *La*2 quedará cortocircuitada por *D*2, mientras que *La*1 permanecerá encendida. Durante la posición "en verde" sucede todo lo contrario. En la figura 11.2 se muestra otra posible disposición de las lámparas.

11.1.2 Control de temperaturas

En los sistemas de regulación de temperatura de dos posiciones para hornos, se puede mejorar el control si la potencia calefactora se conecta dentro de límites estrechos. Esto es, las fluctuaciones de temperatura de un horno se reducen si la entrada varía entre media y total en lugar de hacerlo entre cero y total. En la figura 11.3 se muestran algunos circuitos. En cada uno de ellos el paso de potencia media a completa se efectúa conmutando los diodos conectados en serie con los elementos calefactores. El sencillo circuito *a* deja pasar sólo semi-

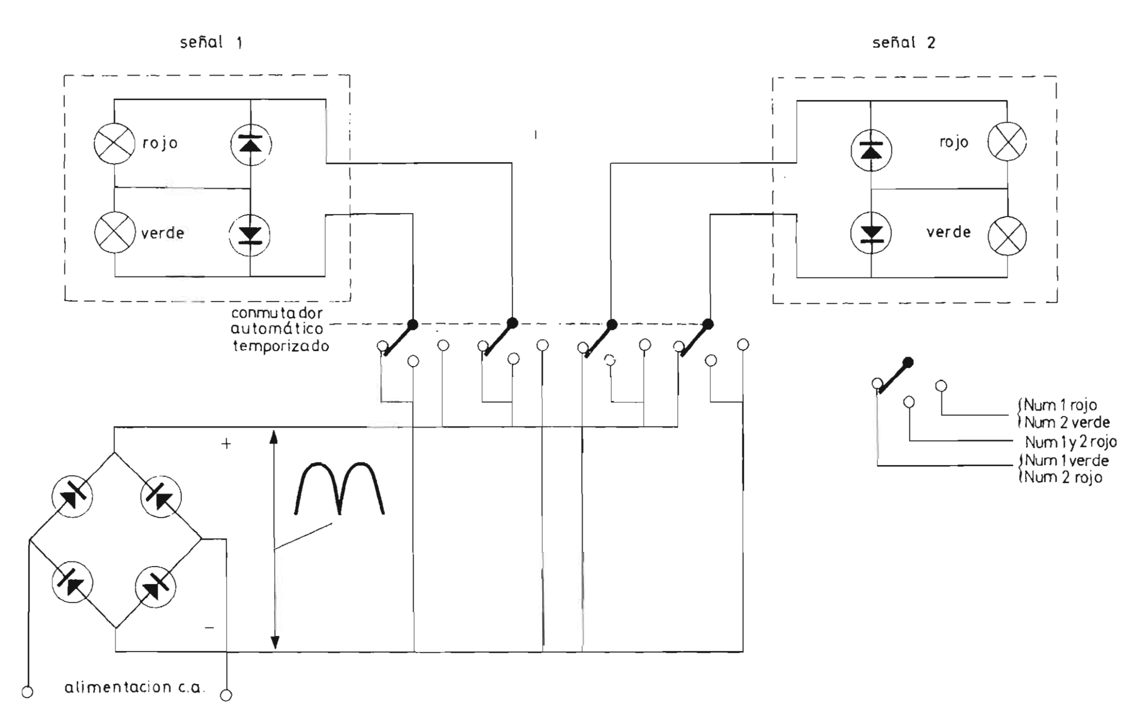


Figura 11.1. Sistema de control de tráfico bifásico.

ondas cuando está en posición de potencia media. Los circuitos *b* y *c* pueden ser utilizados en hornos provistos de un número par de elementos calefactores preparados para trabajar en paralelo; contrariamente a la fig. 11.3a, se suministra una corriente alterna de onda completa con los elementos calefactores conmutados a media potencia.

Si la tensión de alimentación de c.a. se representa por V_{PL}, la relación entre potencia total P_m y corriente nominal media del diodo, $I_{FA\,V\text{máx}}$, viene dada por:

Figura 11.3a y c: $P_m = \pi\, I_{FA\,V\text{máx}}\, V_{PL}/\sqrt{2}$ (11.1)

Figura 11.3b: $P_m = 2\,\pi\, I_{FA\,V\text{máx}}\, V_{PL}/\sqrt{2}$ (11.2)

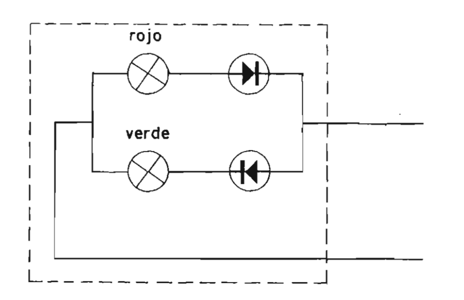


Figura 11.2. Otra disposición de los diodos para el circuito de la figura 11.1

Con esto, para un diodo de 20 A y alimentación de 220 V c.a. se hallan las potencias totales de 9,76 kW y 19,52 kW para las figuras 11.3a y c, y para la figura 11.3b, respectivamente.

11.2 APLICACION EN CIRCUITOS DE PROTECCION

11.2.1 Protección de instrumentos de medida

Para que un diodo llegue a ser totalmente conductor, se precisa una tensión directa mínima (valor de umbral). La corriente del diodo es relativamente pequeña para cualquier tensión directa inferior al valor de umbral, pero aumenta rápidamente una vez rebasado éste. Tal particularidad hace que el diodo resulte adecuado como elemento limitador de tensión. En la figura 11.4 se ha representado un circuito protector convencional para un instrumento de medida. Si la tensión (de cualquier polaridad) existente en los terminales del instrumento de medida y el resistor serie *R* ha de comenzar a sobrepasar la tensión de umbral del diodo, la mayor parte de la corriente será desviada por alguno de los diodos, impidiendo así que el instrumento se queme o que sufra daños mecánicos. Según sea la sensibilidad de sobrecarga, la tensión de umbral del diodo no debe exceder de 2 a 5 veces la tensión total en el instrumento y el resistor en

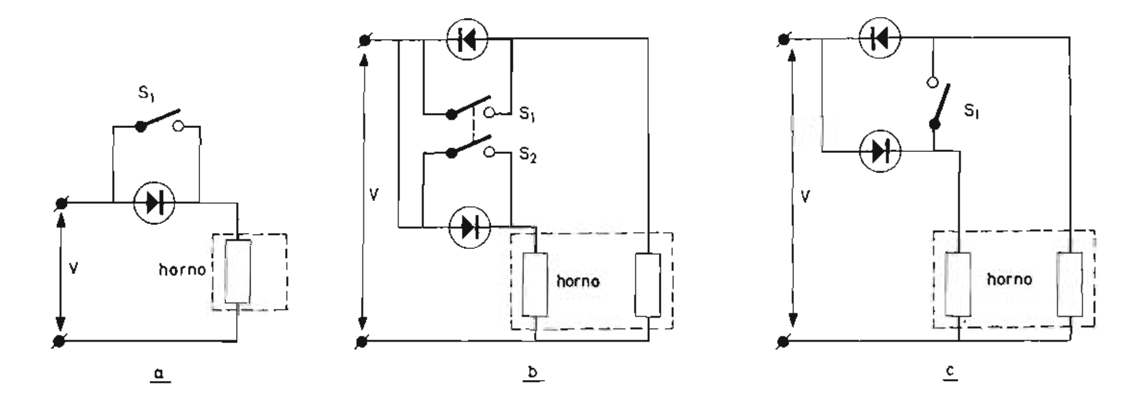


Figura 11.3. Control de temperatura de hornos, mediante diodos como elementos de conmutación. S1 y S2 contactos del termostato.

serie *R*, para desviación total. El resistor en serie se necesita si la tensión de medida para desviación total ha de ser pequeña. Para mayor tensión de desviación total puede omitirse el resistor *R* o incluso puede ser necesario disponer dos o más diodos en serie conectados en paralelo con el instrumento de medida. Los diodos deben estar adaptados al instrumento para mantener la linealidad de la escala; con desviación total, la corriente del diodo tiene que ser pequeña comparada con la del instrumento de medida.

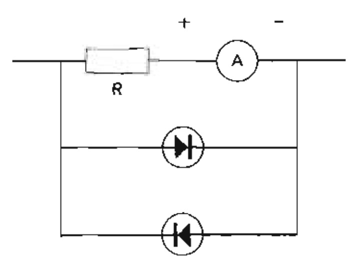


Figura 11.4. Protección de instrumentos de medida por medio de diodos.

11.2.2 Protección de baterías

En la figura 11.5 se ha representado un método para la protección de pequeñas baterías auxiliares contra sobrecargas. Tan pronto como la batería quede completamente cargada, se superará la tensión de umbral de los diodos dispuestos en paralelo con la batería, comportándose así a manera de "desvío" para la corriente de carga en exceso. Los diodos deben seleccionarse de acuerdo con el nivel de la batería a plena carga; la tensión de umbral de los diodos es de unos 0,7 V para los tipos de silicio, y de unos 0,4 V para los de germanio y disminuye al aumentar la temperatura de la unión. Para baterías cuya tensión es de algunos voltios, será más adecuado un diodo regulador de tensión. Puede colocarse un fusible entre la batería y sus diodos protectores para evitar el perjuicio producido por una excesiva corriente si la batería se conecta a mayor tensión de la que corresponde. El circuito de la figura 11.6 protege contra inversión de la corriente de carga. Si los terminales de la batería se invierten se funde inmediatamente el fusible, porque el diodo protector *D*1 se hace conductor. Este diodo ha de poder soportar la corriente de cortocircuito durante el tiempo que tarda el fusible en fundirse.

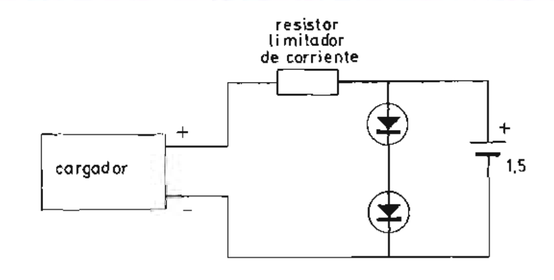


Figura 11.5. Protección de baterías contra sobrecarga por medio de diodos.

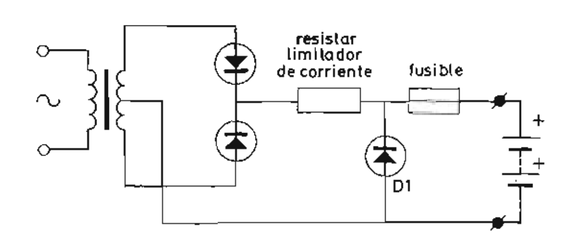


Figura 11.6. Protección de baterías contra la inversión de los terminales.

11.3 APLICACION EN CIRCUITOS DE SEÑALIZACION

La figura 11.7 muestra la aplicación de los diodos en circuitos indicadores de la circulación de corriente. Gracias a los diodos se mantiene entre extremos de la lámpara indicadora una diferencia de potencial casi constante (aproximadamente 1,5 V) para un amplio margen de la corriente de carga. Esta disposición proporciona una indicación de consumo de corriente mucho más eficaz que la ofrecida por una lámpara en paralelo con la carga, la cual sólo indica la presencia de tensión. Los diodos deben poder soportar cualquier pico de la corriente de carga.

11.4 APLICACION EN SISTEMAS RECTIFICADORES CONTROLADOS

11.4.1 Generalidades

En muchas aplicaciones, tales como control de motores de c.c., un sistema rectificador controlado (tiristor) debe suministrar una corriente de salida con un factor de forma próximo a la unidad para evitar calentamiento innecesario de la armadura. El filtrado de la corriente de salida se obtiene mediante una bobina de filtro en serie con la carga. Pero para obtener una circulación permanente de la corriente durante la mayor parte del margen de control de potencia, se necesitaría una bobina de filtro muy grande y cara. Un diodo conectado entre los terminales de salida del sistema proporciona una derivación para la corriente de salida mantenida por la bobina de filtro; por eso se llama diodo volante. De este modo circula permanentemente una corriente de carga, incluso con grandes ángulos de disparo del tiristor, de modo que se necesitará una bobina mucho más pequeña. Además se reducen los transitorios de tensión y se obtiene un mejor factor de potencia.

11.4.2 Funcionamiento del diodo volante

En la figura 11.8 se muestra el funcionamiento de un circuito rectificador bifásico de media onda con carga inductiva y que no utiliza diodo volante. La bobina de filtro L se opone a cualquier cambio de la corriente continua de salida, de modo que cuando la constante de tiempo de la carga L/R_{load} es infinita, se obtiene una c.c. pura. Siempre que la tensión alterna del secundario cambia de polaridad (tensión de salida instantánea pasa por cero) la bobina de filtro hace que siga circulando corriente a través de la carga contra la tensión de c.a. de entrada; esto prolonga la conducción de un tiristor hasta que el otro empieza a conducir.

Despreciando las pérdidas en el circuito y en la inductancia de fuga del transformador, la tensión continua de salida viene dada por:

$$V_{o\,(\vartheta)} = \frac{1}{\pi}\int_{\vartheta}^{\pi+\vartheta} V_L\sqrt{2}\sin\omega_s t\,\mathrm{d}\omega_s t = \frac{2}{\pi}V_L\sqrt{2}\cos\vartheta, \quad (11.3)$$

en donde ϑ = ángulo de disparo del tiristor.

La ecuación 11.3 ha sido representada en la figura 11.10 curva *a*, de la que puede verse que, teóricamente, V_0 pasa por cero para $\vartheta = \pi/2$. En cualquier circuito práctico, la resistencia de carga no será nula, por lo que la constante de tiempo L/R_{load} tendrá un valor finito. Así la tensión de salida diferirá de la curva *a* para un cierto ángulo entre 0 y $\pi/2$, y finalmente se reduce a cero para $\vartheta = \pi$, como muestra la curva *c*. La desviación es producida por la corriente de carga, la cual se hace intermitente para un valor de ϑ determinado por la constante de tiempo de la carga.

En la figura 11.9 se muestra lo que ocurre al añadir un diodo volante. Cuando la tensión alterna del secundario pasa por cero, la bobina de filtro hace que el diodo $D1$ conduzca, con lo cual descarga la energía almacenada a la carga (sin la bobina filtro la energía volvería a la fuente de c.a.). Gracias a los intervalos de conducción de $D1$, las zonas de tensión de salida negativa de la figura 11.8 desaparecen y los tiristores dejan de conducir cuando la tensión de alimentación pasa por cero. El objetivo del diodo es prolongar la circulación de corriente de carga de modo que puede emplearse una bobina de filtro más pequeña. Mientras $D1$ conduce, la corriente de carga disminuye de modo exponencial a una velocidad determinada por la constante de tiempo de la carga (línea de trazos en la forma de onda de la corriente de salida de la figura 11.9). Por tanto, la ondulación de la corriente de salida depende del valor de L/R_{load} y del ángulo de control.

Debido a la inductancia de fuga del transformador, se necesita un cierto tiempo para la corriente de conmutación entre tiristores y diodo volante. Los ángulos de de conmutación γ_1, γ_2 (figura 11.9) están determinados por el valor de la tensión de alimentación, la inductancia de fuga del transformador, la inductancia de la bobina de filtro y la resistencia de carga.

Cuando se retarda el disparo del tiristor, la corriente continua de carga circula intermitentemente a través del diodo. Por tanto, para una corriente de salida dada, la corriente eficaz en el transformador será menor (en comparación con la del circuito de la figura 11.8), lo cual da un mayor factor de potencia.

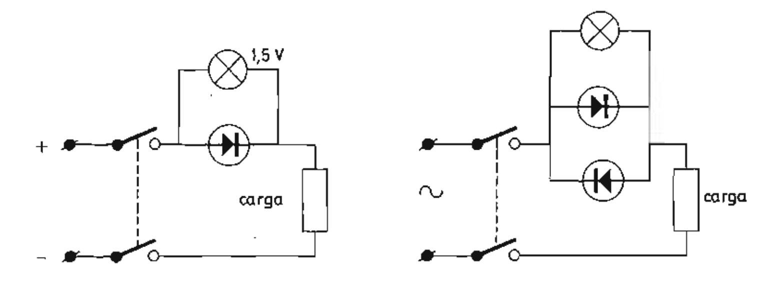
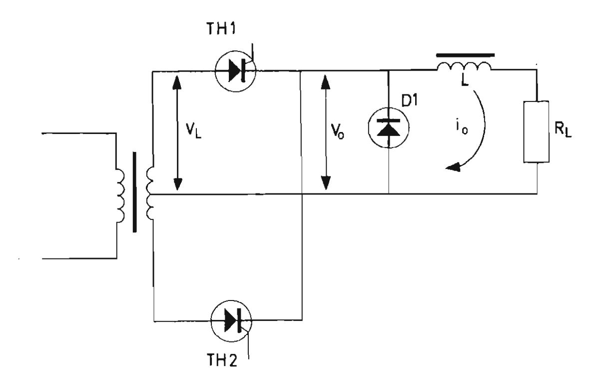


Figura 11.7. Diodos que proporcionan tensión constante para lámparas de señalización.

Figura 11.8. Circuito rectificador bifásico de media onda (sin diodo volante) ϑ = ángulo de disparo del tiristor.



formas teóricas de las ondas de corriente
($L/R_L = \infty$)

0
0
0
0
0

0 α π

ϑ α γ_1 γ_2

$V_L\sqrt{2}$

tensión de salida v_o

corriente de salida i_o

curva de disminución ($\tau = \frac{L}{R_L}$)

corriente en TH1

corriente en TH2

corriente en D1

corriente en el primario

tensión directa máx $V_L\sqrt{2}$

$V_L\sqrt{2}$

tensión en TH1

$V_L\sqrt{2}$

salto de tensión máx $V_L\sqrt{2}$

Figura 11.9. Circuito rectificador controlado bifásico de media onda con diodo volante α = ángulo de conducción del tiristor.

La forma de onda de la tensión de salida que muestra la figura 11.9 se obtiene con carga resistiva. Si las pérdidas en el circuito y la inductancia de fugas del transformador pueden despreciarse, la tensión continua de salida es igual a:

$$V_{o\,(\vartheta)} = \frac{1}{\pi}\int_{\vartheta}^{\pi} V_L\sqrt{2}\,\sin\omega_s t\,\mathrm{d}\omega_s t$$

$$= \frac{V_L\sqrt{2}}{\pi}(1+\cos\vartheta)\,. \qquad (11.4)$$

(véase figura 11.10, curva *b*).

La posibilidad de generar transitorios merece mayor atención aquí. En el circuito de la figura 11.8, un salto brusco de tensión de tiristor se produce en sentido inverso inmediatamente después de la conducción del tiristor, alcanzando su máximo valor, $2\,V_L\sqrt{2}$, para $\vartheta=\pi/2$ (véase forma de onda de la tensión de tiristor). Por tanto, circularán grandes corrientes de recuperación inversa que, debido a la inductancia de fuga del transformador, darán lugar a elevadas tensiones transitorias si en los tiristores se produce una recuperación brusca ("snap off"). Como puede verse de la forma de onda del tiristor de la figura 11.9, los tiristores se habrán recuperado mucho antes de que se presente un salto de tensión inversa. De este modo no es probable que se produzcan transitorios peligrosos en un circuito que tenga un diodo volante.

Resumiendo, las ventajas de utilizar un diodo volante son las siguientes:

- mejora la acción de filtrado de la bobina, incluso en un circuito rectificador de media onda no controlado; en los circuitos bifásicos de media onda, una constante de tiempo (relación entre la inductancia de la bobina de filtro y la resistencia de carga igual a medio período será suficiente para obtener una corriente de carga permanente para cualquier ángulo de disparo comprendido entre 0° y casi 180°;
- aumenta el factor de potencia;
- reduce las tensiones transitorias.

11.4.3 Valor límite de la tensión del diodo de filtro

Como es natural, el diodo debe poder soportar el valor de cresta de la tensión de salida, pero el valor límite de la tensión inversa no puede ser fijado sin conocer los transitorios que se presentan en la forma de onda de la tensión de salida. Dichos transitorios pueden ser debidos a diversas causas: interrupción del circuito primario, inductancia de fuga del transformador de alimentación, y recuperación inversa de los tiristores y del propio diodo volante.

La amplitud de los transitorios de tensión producidos por la recuperación inversa de los tiristores puede redu-

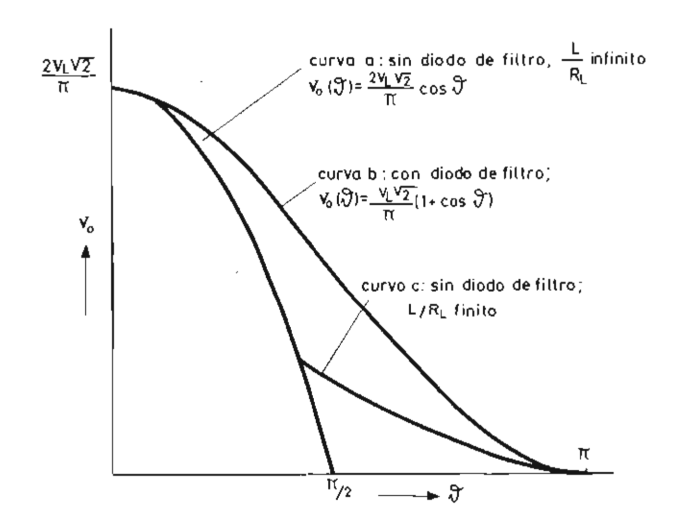


Figura 11.10. Tensión continua de salida en función del ángulo de disparo ϑ para circuitos rectificadores controlados bifásicos de media onda con carga inductiva. La curva b corresponde a carga resistiva. Las curvas son iguales para un circuito regenerativo monofásico de onda completa.

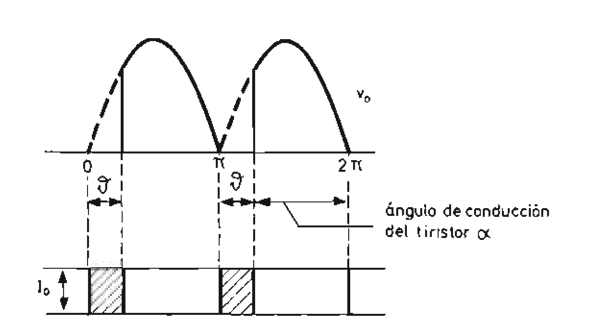


Figura 11.11. Corriente del diodo volante (parte rayada) en un circuito monofásico de onda completa o bifásico de media onda (ϑ= ángulo de disparo del tiristor).

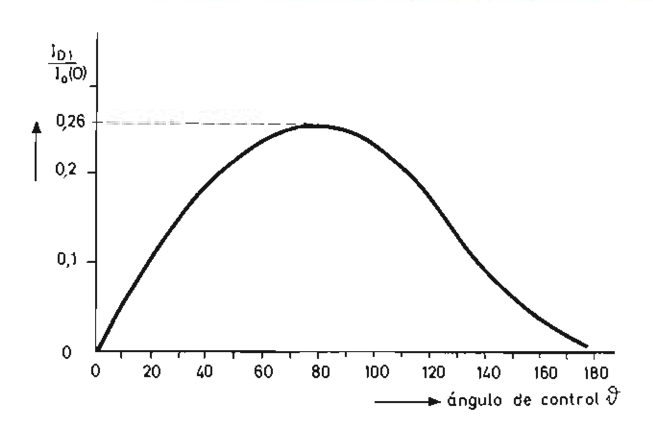


Figura 11.12. $I_{D1}/I_{o(0)}$ en función de ϑ para circuito monofásico de onda completa o bifásico de media onda (L/R_{load} se supone igual a infinito).

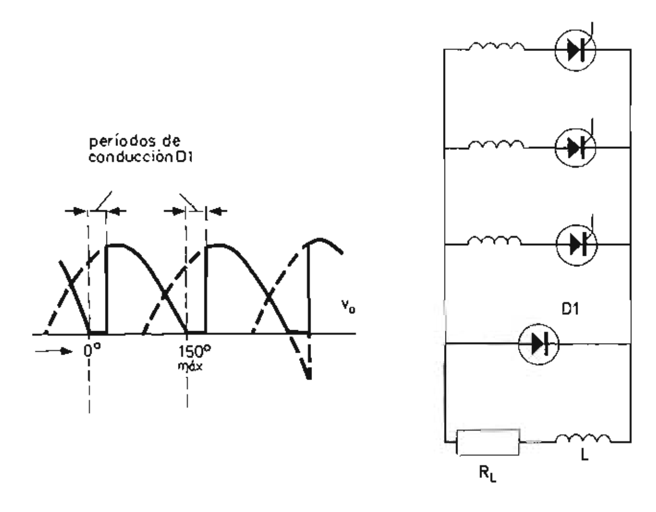


Figura 11.13. Circuito trifásico de media onda con diodo volante.

cirse a la mitad o más si se utiliza un diodo de recuperación rápida.

Durante su tiempo de recuperación el diodo presenta un cortocircuito para la salida rectificada. Circula momentáneamente una corriente intensa y de este modo el diodo mismo se hace responsable de un importante transitorio de tensión inductiva.

Dichos transitorios de tensión serán especialmente importantes para pequeños ángulos de disparo, es decir, para funcionamiento casi a plena corriente de salida. Eligiendo un diodo de recuperación rápida, se reducirá el tiempo de cortocircuito y, por tanto, el valor del transitorio de tensión. Otro método para limitar la amplitud de ese tipo de transitorio de tensión consiste en conectar un pequeño condensador en serie con un resistor de amortiguamiento entre extremos de la bobina de filtro y del secundario del transformador de alimentación. Cuando no se conocen las condiciones transitorias o bien si el diseño se halla en un estado preliminar, se recomienda utilizar como diodo volante un diodo cuya tensión inversa sea unas seis veces el valor de pico de la tensión de salida. Dicho valor límite puede reducirse después, cuando se conozcan las verdaderas condiciones transitorias. Un diodo de avalancha controlada no será necesariamente la mejor solución en todos los casos, ya que la energía contenida en el transitorio puede ser considerable.

11.4.4 Valor límite de la corriente del diodo volante

Durante el intervalo de no conducción de los tiristores, la corriente de carga disminuye de modo exponencial (fig. 11.9) pero para fijar el valor límite del diodo se supone que permanece en un nivel medio I_0. Se supondrá además que la carga inductiva es pasiva; por tanto, estas consideraciones no se aplican a circuitos de control de motores. En primer lugar, se determinará el valor de la corriente media del diodo I_{D1}, en función del ángulo de disparo ϑ para un circuito bifásico de media onda o monofásico de onda completa (fig. 11.11).

$$\text{Factor de trabajo del diodo volante} = \vartheta/\pi. \qquad (11.5)$$

siendo ϑ el ángulo de disparo del tiristor.

De la ecuación 11.4 la corriente de carga para un ángulo de disparo del tiristor es:

$$I_{o(\vartheta)} = V_L\sqrt{2}(1 + \cos\vartheta)/\pi R_{load}. \qquad (11.6)$$

donde R_{load} es la resistencia de carga.

Para un ángulo de disparo igual a cero ($\vartheta = 0$) el valor máximo de la corriente de carga es:

$$I_{o(0)} = 2\,V_L\sqrt{2}/\pi R_{load}. \qquad (11.7)$$

De las ecuaciones anteriores, la relación entre la corriente media a través del diodo y la máxima corriente de carga es:

$$I_{D1}/I_{o(0)} = \vartheta(1 + \cos\vartheta)/2\pi. \quad (11.8)$$

En la figura 11.12 se ha representado $I_{D1}/I_{o(0)}$ en función de ϑ; el valor máximo (0,262) corresponde a $\vartheta = 75°$, aproximadamente.

En la práctica, los valores de I_{D1} serán menores, puesto que los circuitos de carga tienen siempre una constante de tiempo finita. Por tanto, en circuitos rectificadores bifásicos de media onda y monofásicos de onda completa puede emplearse un diodo cuyo valor límite de la corriente media sea una cuarta parte del valor máximo de la corriente media de carga.

En el caso de un rectificador trifásico de media onda, el diodo volante conducirá sólo para ángulos de disparo superiores a $\vartheta = 30°$ (fig. 11.13). De la figura 11.14 se obtiene:

Ciclo de trabajo del diodo $= (\vartheta - 30°)/120°$ (11.9)

Para $30° \leqslant \vartheta \leqslant 150°$:

$$I_{o(\vartheta)} = 3\, V_L\sqrt{2}\{1 + \cos(\vartheta + 30)\}/2\pi R_{load}. \quad (11.10)$$

Para $\vartheta = 0$, la máxima corriente de carga es:

$$I_{o(0)} = 3\, V_L\sqrt{6}/2\pi R_{load}. \quad (11.11)$$

Por tanto, para rectificación trifásica de media onda y $30° \leqslant \vartheta \leqslant 150°$:

$$\frac{I_{D1}}{I_{o(0)}} = \frac{\vartheta - 30°}{120°} \times \frac{1 + \cos(\vartheta + 30°)}{\sqrt{3}} \quad (11.12)$$

De modo similar, para un rectificador hexafásico de media onda ($60° \leqslant \vartheta \leqslant 120°$):

$$\frac{I_{D1}}{I_{o(0)}} = \frac{\vartheta - 60°}{60°} \times [1 + \cos(\vartheta + 60°)] \quad (11.13)$$

En la figura 11.15 se han representado las ecuaciones 11.12 y 11.13. En la práctica, al ser finito el valor de L/R_{load}, se toman los siguientes valores para el valor máximo de la corriente media del diodo volante:

Circuito trifásico de media onda: 0,15 × máx. corriente continua de carga.

Circuito hexafásico de media onda: 0,075 × máx. corriente continua de carga.

Al elegir un diodo para conectarlo como diodo volante es preciso tener en cuenta el valor límite de la corriente de pico repetitivo. En los circuitos bifásicos de media onda o monofásicos de onda completa el valor de pico

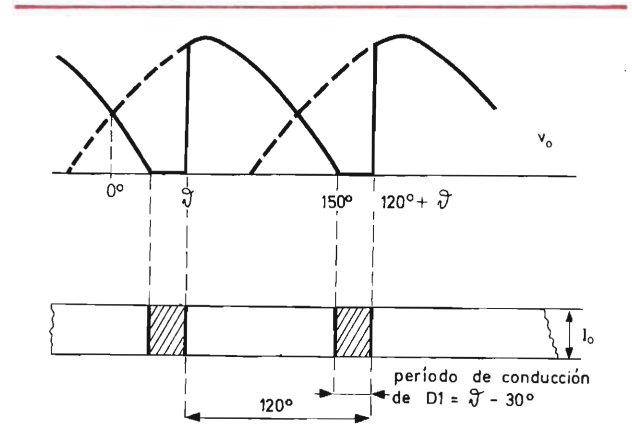


Figura 11.14. Corriente del diodo volante (parte rayada) en circuito trifásico de media onda (ϑ = ángulo de disparo del tiristor).

de la corriente del diodo alcanza su valor máximo cuando el ángulo de disparo del tiristor se aproxima a cero. Puesto que para pequeños ángulos de disparo la corriente de carga tiene una ondulación pequeña, conviene establecer que el valor límite de la corriente de pico repetitivo del diodo esté de acuerdo con el valor máximo de la corriente continua de carga (que tiene lugar para ángulo de disparo igual a cero). Esta regla es válida también para los circuitos trifásicos y hexafásicos en los cuales el diodo deja de conducir para ángulos de disparo notablemente mejores que cero, como puede verse en la figura 11.15.

11.4.5 Circuitos rectificadores de onda completa regenerativos y no regenerativos

Se dice que un circuito rectificador de onda completa es regenerativo cuando devuelve energía a la línea de alimentación durante parte del ciclo de c.a. Puesto que para ello es necesario que en la carga se genere una f.e.m., la regeneración es sólo posible con carga inductiva.

Los circuitos de onda completa con tiristores son del tipo regenerativo, puesto que la bobina de carga mantiene en conducción a los tiristores hasta que se produce la conmutación, con lo cual se realiza una acción regenerativa debido a que los diodos presentan una derivación para la corriente suministrada por la carga inductiva. Puesto que la acción volante se realiza ya interiormente los circuitos de este tipo no necesitan un diodo volante.

Circuito monofásico de onda completa. La figura 11.16 muestra el funcionamiento de un circuito monofásico realizado con cuatro tiristores. Este circuito puede con-

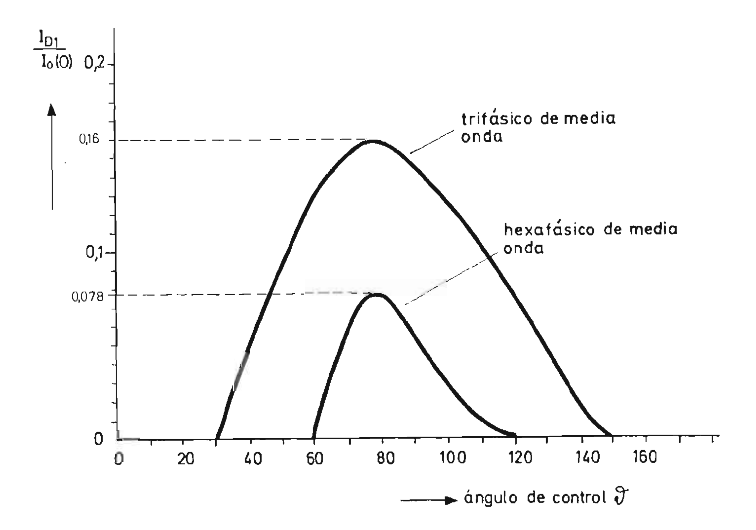


Figura 11.15. $I_{D1}/I_{o(0)}$ en función de ϑ para circuito rectificadores trifásicos y hexafásicos de media onda (L/R_{load} se supone igual a infinito).

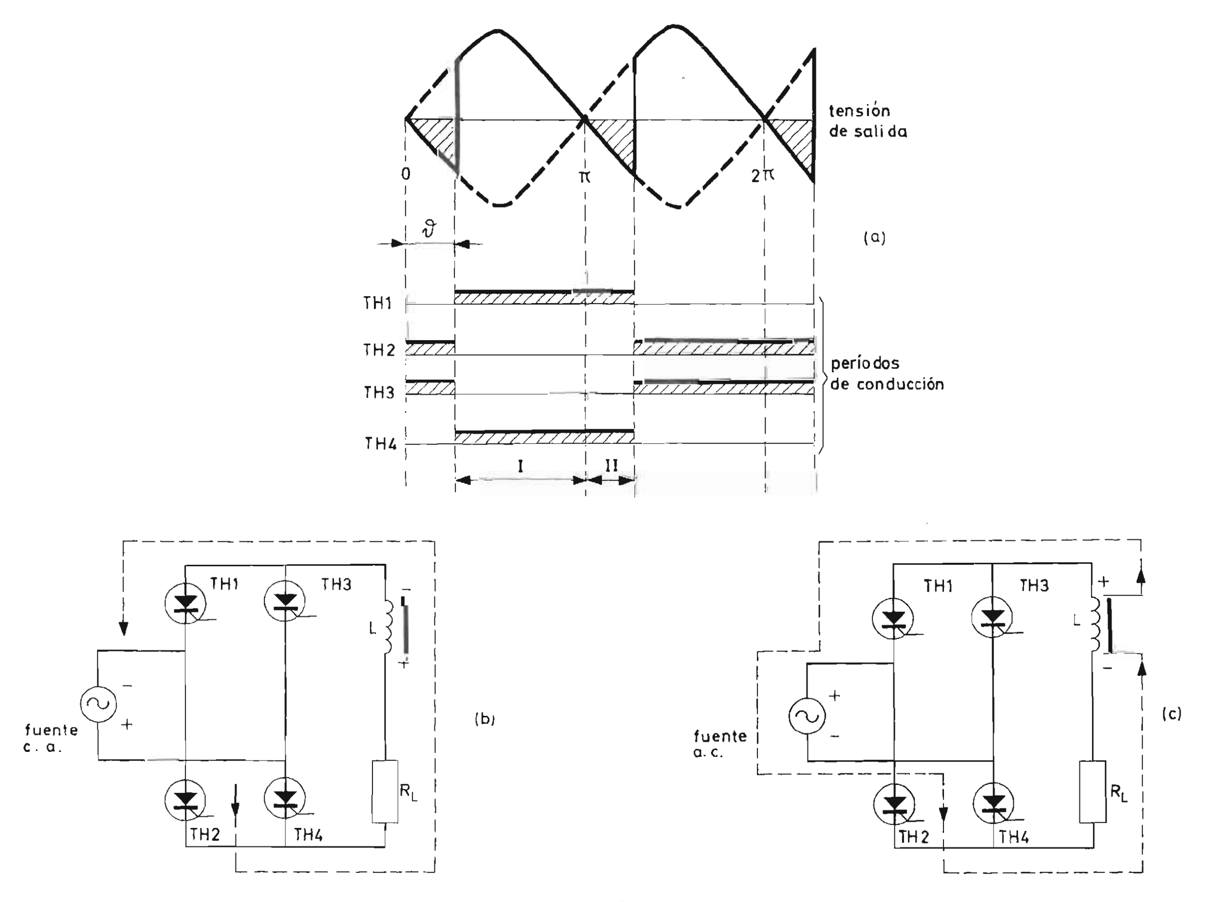


Figura 11.16. Funcionamiento de un circuito monofásico de onda completa que utiliza solo tiristores:
a) formas de onda
b) circulación de corriente durante la rectificación (período I en formas de onda)
c) circulación de corriente durante la regeneración (período II en formas de onda).

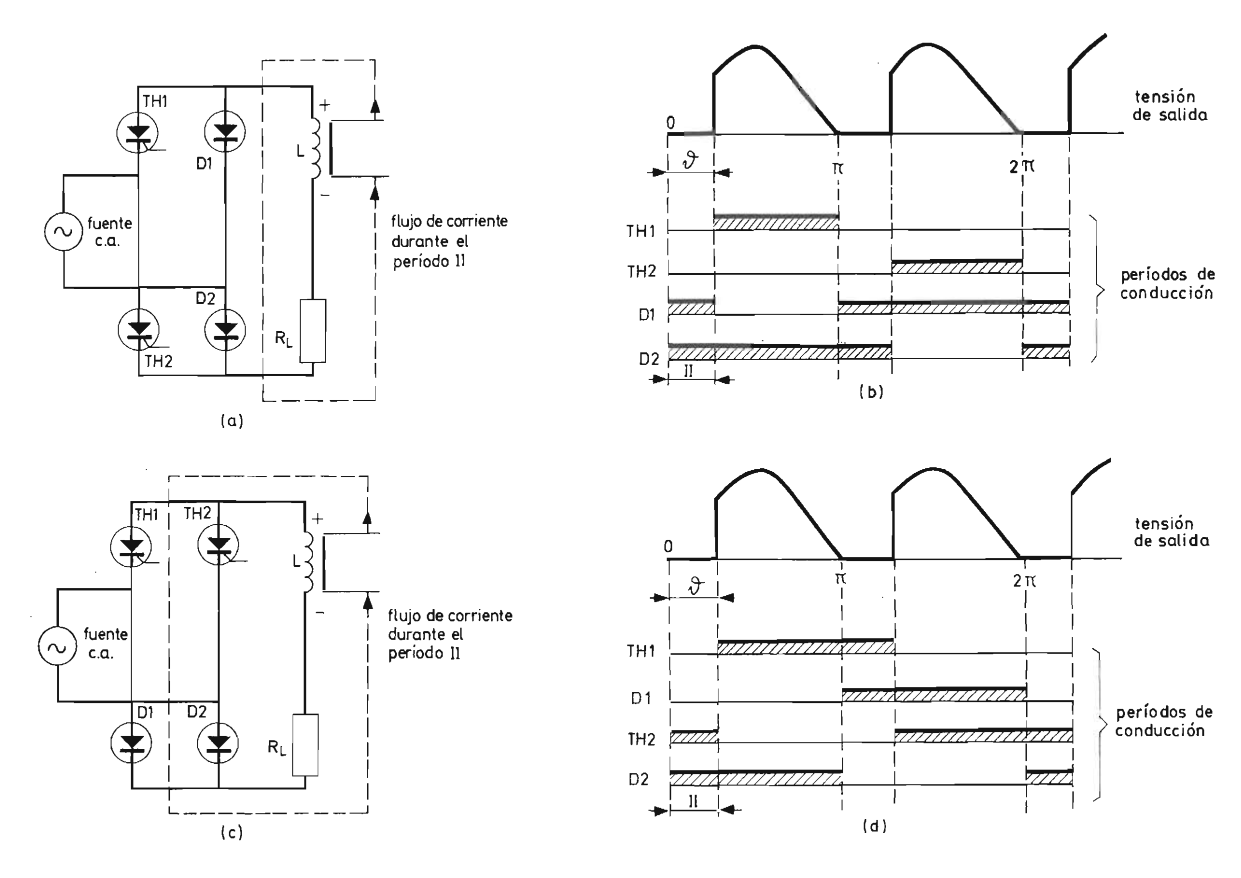


Figura 11.17. Circuitos rectificadores no regenerativos de onda completa:
a) tiristores en ramas dispuestas en serie
b) períodos de conducción para el circuito a
c) tiristores en ramas dispuestas en paralelo
d) períodos de conducción para el circuito c.

vertirse en no regenerativo conectando un diodo volante entre los terminales de salida.

Los circuitos no regenerativos pueden tener tiristores en un par de ramas en serie o en paralelo (fig. 11.17). Si los tiristores se hallan en ramas en serie (fig. 11.17a y b), los diodos proporcionan una derivación para la corriente generada por la bobina de carga y continúan conduciendo durante los períodos de bloqueo de la corriente de alimentación. Si los tiristores se hallan en ramas en paralelo (fig. 11.17c, d), la f.e.m. de la bobina aumentará el período de conducción de cada uno de los tiristores, de modo que éstos proporcionan un paso para la corriente junto con su diodo en serie. Por tanto, durante los intervalos de bloqueo de la corriente de alimentación, *D*1, *TH*1 y *D*2, *TH*2, conducirán alternativamente. Para cualquier valor del ángulo de disparo del tiristor todos los elementos rectificadores de este circuito tienen intervalos de conducción de igual duración; por tanto, pueden tener el mismo valor límite de corriente. Ello no es cierto para el circuito de la figura 11.17a, en el cual los diodos *D*1 y *D*2 conducen durante intervalos mayores y por eso deben poseer un valor límite algo mayor, como se deduce del siguiente análisis.

El ciclo de trabajo de los diodos *D*1 y *D*2 de la figura 11.17a es:

$$(\pi + \vartheta)/2\pi \qquad (11.14)$$

Según la ecuación 11.4, la corriente continua de carga es:

$$I_{o(\vartheta)} = \frac{V_L\sqrt{2}}{\pi R_{load}}(1+\cos\vartheta) = I_{o(0)}\frac{1+\cos\vartheta}{2}, \qquad (11.15)$$

en donde $I_{O(0)}$ = máxima corriente de carga ($\vartheta = 0$).

Suponiendo infinito el valor de L/R_{load} (corriente de carga continua pura), de las ecuaciones anteriores se deduce:

$$I_{FAV(D1,2)}/I_{o(0)} = (1+\cos\vartheta)(\pi+\vartheta)/4\pi \qquad (11.16)$$

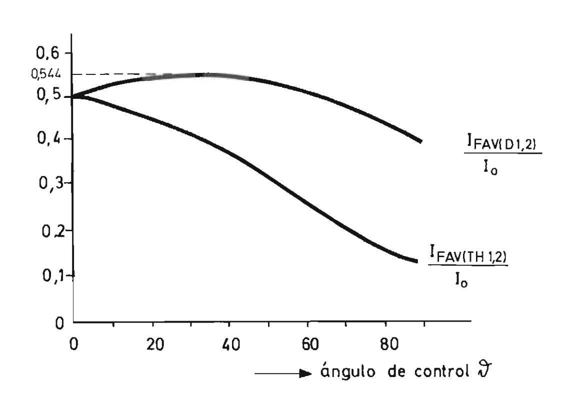


Figura 11.18. Gráficas correspondientes a las ecuaciones 11.16 y 11.17.

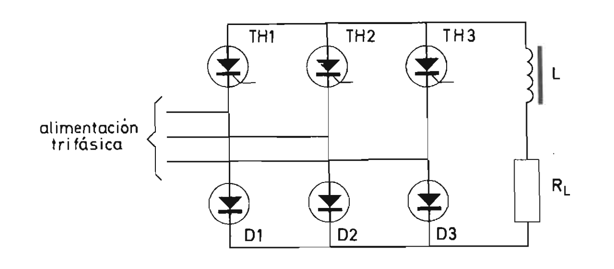


Figura 11.19. Circuito trifásico de onda completa no regenerativo.

en donde $I_{FAV}(D1,2)$ es la corriente media de los diodos $D1$ y $D2$, con ϑ en radianes.

De modo similar se determina:

$$I_{FAV(TH1,2)}/I_{o(0)} = (1+\cos\vartheta)(\pi-\vartheta)/4\pi \qquad (11.17)$$

en donde $I_{FAV}(TH1,2)$ es la corriente media de los tiristores $TH1$ y $TH2$.

Las ecuaciones 11.16 y 11.17 se representan gráficamente en la figura 11.18, de la cual puede deducirse que los diodos deben tener un valor límite de corriente de un 10 % mayor. No obstante, puesto que estas componentes tienen normalmente un amplio margen de seguridad, este 10 % puede ignorarse.

Las consideraciones anteriores no son válidas para circuitos de alimentación de motores.

Circuitos trifásicos de onda completa. En un circuito trifásico no regenerativo (fig. 11.19), *TH1-D1*, *TH2-D2* y *TH3-D3* conducirán sucesivamente durante los períodos de bloqueo de la corriente de alimentación, dejando paso a la corriente generada por la bobina de carga, como en el circuito monofásico de la figura 11.17b. Todos los elementos de potencia tienen tiempos de conducción iguales y, por tanto, pueden tener el mismo valor límite.

Los circuitos trifásicos con seis tiristores pueden convertirse en no regenerativos añadiendo uno o dos diodos

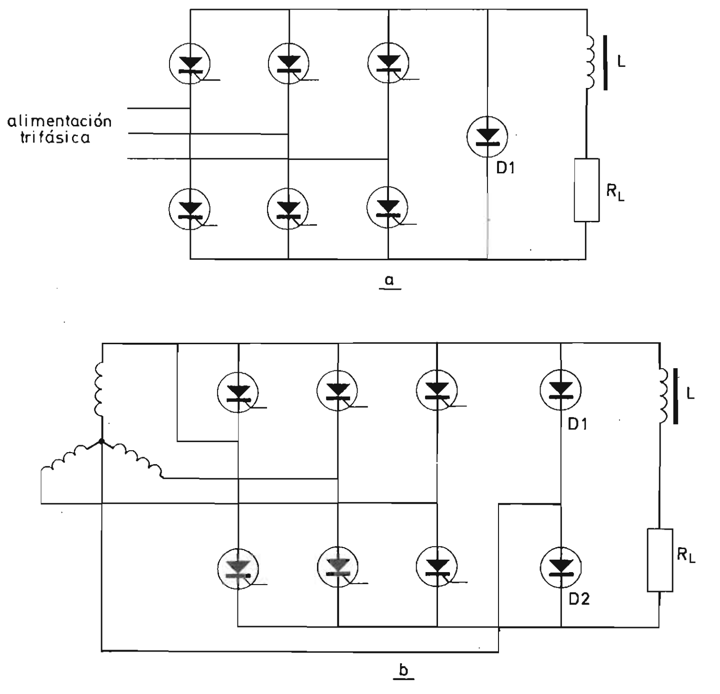


Figura 11.20. Circuito trifásico de onda completa no regenerativo mediante un diodo volante (a); mediante dos diodos volantes (b).

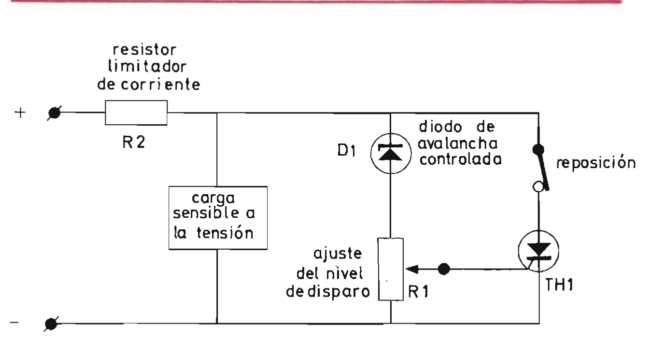


Figura 11.21. Protección de una carga sensible a la tensión.

volantes (fig. 11.20). Puesto que los períodos de tensión de salida nula sólo se producen para ángulos de disparo superiores a 60°, la mejora obtenida de un diodo volante será pequeña, (fig. 11.20a), aunque se reducirá el valor de los saltos de tensión inversa para $\vartheta > 60°$. No obstante, cuando se dispone de un punto neutro en el transformador, es posible utilizar dos diodos, como muestra la figura 11.20b. El circuito puede considerarse como la combinación en serie de dos rectificadores trifásicos de media onda funcionando con un desfasamiento de 30° y en los cuales los diodos empiezan a conducir ya para $\vartheta = 30°$, y resultan así más eficaces. Los valores límite de los diodos se determinan como se ha indicado anteriormente para los circuitos rectificadores trifásicos de media onda.

11.5 DISPOSITIVOS DE AVALANCHA CONTROLADA COMO DIODOS REGULADORES DE ALTA TENSION

Debido a la estabilidad de su tensión inversa de ruptura, los diodos de avalancha controlada pueden ser utilizados para protección contra sobretensiones. A continuación se describen algunos ejemplos.

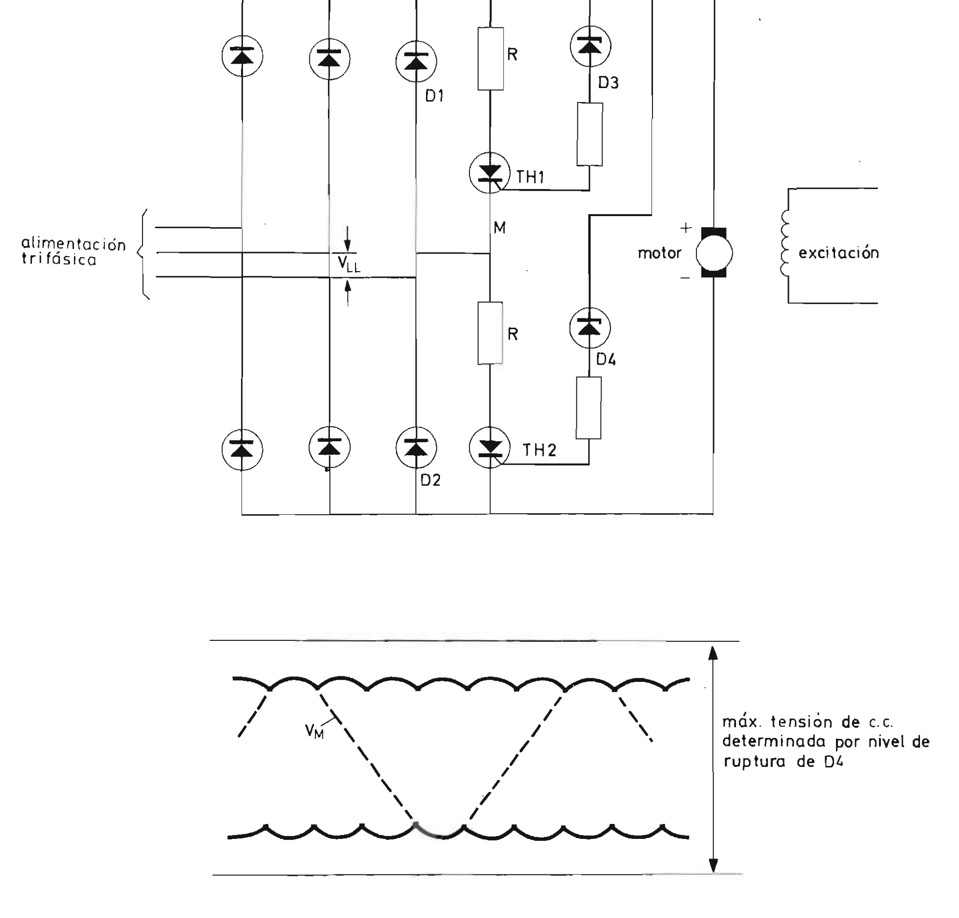


Figura 11.22. Esquema y formas de onda de un circuito que proporciona protección contra tensiones regenerativas.

11.5.1 Protección de cargas sensibles a la tensión

En la figura 11.21 se muestra un sistema para la protección de una carga sensible a la tensión. Cualquier sobretensión queda recortada al nivel de avalancha de *D*1. Si la tensión transitoria sobrepasa este nivel, la corriente a través del resistor de drenaje *R*1 dispara el tiristor *TH*1; este tiristor protege al diodo de avalancha controlada cortocircuitando todo el circuito. El resistor serie *R*2 limita la corriente del tiristor.

11.5.2 Protección contra tensiones regenerativas

El circuito que muestra la figura 11.22 puede ser utilizado para proteger un sistema rectificador contra tensiones regenerativas producidas por un motor de c.c. Los tiristores de protección son *TH*1 y *TH*2. El punto común *M* tiene el potencial del terminal positivo si el diodo *D*1 conduce y el del negativo cuando conduce *D*2, después de 180°, con lo cual V_M será sinusoidal, tal como muestran las formas de onda. Si se produce acción regenerativa, ambos tiristores permanecen en estado de bloqueo y los diodos de avalancha controlada *D*3 y *D*4 trabajan por debajo de su nivel de avalancha. Por tanto, no se disipa energía en los resistores de frenado *R*.

Durante la acción regenerativa, el motor actúa como generador e intenta realimentar energía al sistema rectificador. La tensión que suministra el motor a la línea de c.c. es mayor que la suministrada por el rectificador. Los diodos bloquean la circulación de la corriente inversa, por lo que es preciso disponer un paso para esta corriente. Los tiristores *TH*1 y *TH*2, junto con los resistores de frenado *R*, sirven para este fin. Cuando la tensión continua generada por el motor supera a la tensión de avalancha de *D*4, se dispara el tiristor *TH*2; entonces *D*3 se hace conductor para disparar *TH*1. Como resultado se aplican los resistores *R* como carga del motor, frenándolo.

Cuando el motor reemprende su función, los diodos de *D*1 y *D*2 conducen nuevamente. De este modo se invierte la tensión en *TH*1 y *TH*2 y estos tiristores quedan bloqueados.

Este circuito protector es igualmente adecuado para sistemas monofásicos de onda completa.

CONTROL DE VELOCIDAD DE VENTILADORES CON TRIAC **BT110**

Una de las cosas que se pide a los ventiladores para el hogar es, normalmente, alguna forma de control de velocidad. A menudo el control de velocidad consiste en una especie de conmutador, y cuanto mayor es el número de posibles velocidades más aumenta el precio del aparato. Si se encuentra un modelo con control de velocidad variable puede tenerse la seguridad de que no será un ventilador doméstico y de que su precio será relativamente elevado.

Desde el punto de vista del fabricante un control de velocidad variable es complicado y caro, por lo que no resulta adecuado para el mercado de electrodomésticos. El circuito que presentamos puede hacer cambiar esta opinión. No es complicado ni es caro y ha sido diseñado para el mercado de electrodomésticos (igualmente se adapta a las aplicaciones industriales de poca potencia).

La figura 1 representa un circuito barato, sencillo y eficaz para controlar fácilmente la velocidad de motores asincrónicos. Ocupa tan poco espacio que puede colocarse fácilmente en el interior de cualquier ventilador de sobremesa y se puede utilizar con cualquier tipo de ventilador o extractor. El elemento básico es el triac BT110, adecuado para ventiladores de hasta 600 W. La cantidad de calor a disipar depende del tamaño del motor del ventilador. Los ventiladores con este pequeño circuito resultan más baratos que muchos de los modelos con conmutador.

La velocidad del motor está gobernada por medio del control de fase del triac. Si se conecta el triac en serie con las bobinas de campo del motor del ventilador se elimina la necesidad de un circuito de filtro para interferencias de radiofrecuencia. El control del triac se efectúa por medio del diac BR100. Este componente es un dispositivo bidireccional, y su comportamiento eléctrico es análogo al de una válvula de descarga gaseosa, aunque con tensiones mucho menores. Su resistencia es virtualmente infinita mientras permanece dentro de los límites de la tensión de ruptura, $V_{(BO)I}$ a $V_{(BO)III}$. Sin embargo, tan pronto como se sobrepasa uno de estos límites, la resistencia del diac pasa rápidamente de una zona de resistencia negativa a otra de baja resistencia positiva. Esto

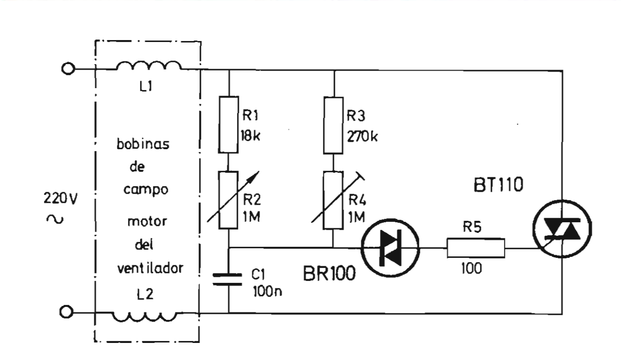
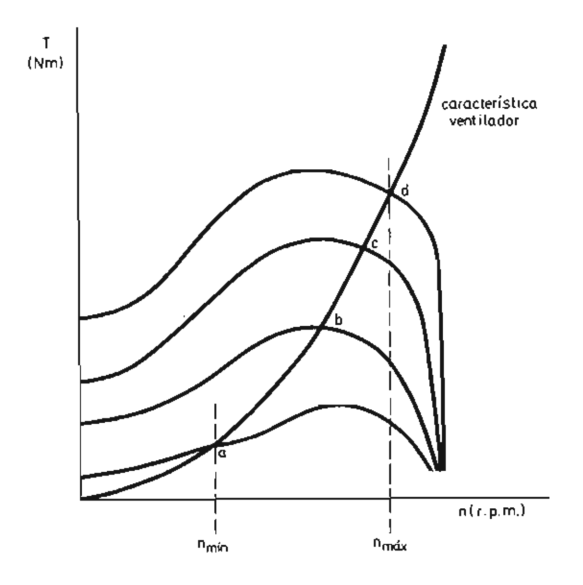
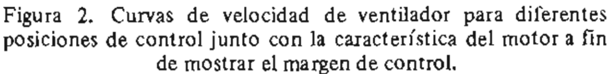


Figura 1. Circuito para control de velocidad de ventiladores.




Figura 2. Curvas de velocidad de ventilador para diferentes posiciones de control junto con la característica del motor a fin de mostrar el margen de control.

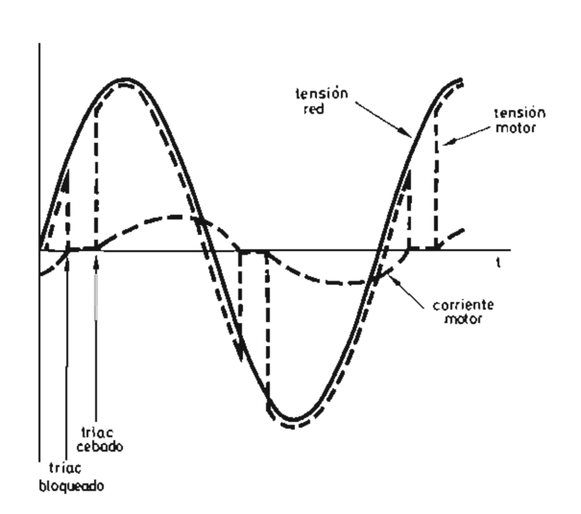


Figura 3. Formas de onda del ventilador comparadas con la tensión de red.

permite que *C1* se descargue a una baja tensión y origine un impulso que se emplea para disparar el triac. El resistor *R5* asegura que los impulsos de disparo tengan una anchura y amplitud fijas y constantes. Si controlamos el tiempo de los impulsos de disparo mediante el diac, controlaremos fácilmente la velocidad del ventilador al variar el ángulo de conducción del triac. Esto se consigue con el potenciómetro *R2*, cuyo mando debe colocarse de forma que sea accesible para el usuario; *R4* se utiliza para fijar la velocidad mínima del ventilador y se ajusta interiormente.

Si se representa la característica del ventilador pueden verse las consecuencias de la variación de *R2*. Las curvas de la figura 2 se han obtenido con un ventilador de sobremesa. Las curvas de *a* a *d* representan cuatro posiciones de *R2*; el margen de control de velocidad fue de 500 r.p.m. a 1.250 r.p.m.

Las formas de onda de la corriente y de la tensión del motor se comparan con las de la tensión de red en la figura 3. El motor del ventilador girará a la máxima velocidad si el triac es disparado directamente después de que la corriente haya llegado a cero, y con la velocidad mínima si el impulso de disparo se retrasa unos 90° aproximadamente (5 ms a 50 Hz). La corriente del ventilador se retrasa con respecto a la tensión debido al carácter inductivo del motor del ventilador.

SINTONIZADOR DE FM
PARA AUTORRADIO CON DIODOS BB105

por G. GUTIERREZ RODRIGUEZ

El sintonizador de FM que se describe tiene un margen de sintonía que cubre frecuencias de 87,5 MHz a 108 MHz.

La etapa previa de RF contiene el transistor BF200 y tres circuitos sintonizados que proporcionan una alta supresión de señal espuria. Las etapas osciladora y mezcladora van separadas y equipadas con transistores BF195.

Se incluye también en el circuito una unidad de estabilización de la tensión de trabajo con el transistor BC148. Dispone de un circuito de CAF.

Aunque es indicado para autorradios, puede servir también para receptores de sobremesa.

1. INTRODUCCION

Los diodos de capacidad variable BB105 permiten diseñar sintonizadores de FM de alta calidad para autorradios con las siguientes ventajas:

- es posible el control remoto
- la posición del sintonizador puede ser independiente de la de los mandos de sintonía
- la sintonía es capacitiva sin el riesgo de que ocurra microfonía
- el sintonizador puede ser de pequeñas dimensiones
- posibilidad de presintonía.

Las medidas adoptadas para eliminar los inconvenientes inherentes a los diodos de capacidad variable sirven además para mejorar el comportamiento global del dispositivo:

a) Se utilizan tres circuitos sintonizados de RF, como puede apreciarse en el esquema general (fig. 1): un circuito de entrada sintonizado y un circuito interetapa doblemente sintonizado.
El circuito de entrada mejora la supresión de señales espurias. La influencia del ruido del mezclador sobre el factor de ruido total del sintonizador se ha minimizado mediante un cuidadoso diseño de la etapa mezcladora.

b) La característica no lineal capacidad-tensión de control se compensa limitando la tensión de c.a. a través de los circuitos sintonizados, ya que para tensiones de c.a. relativamente elevadas cambiaría el valor medio de la capacidad del diodo.
Para evitar desplazamientos de la frecuencia de resonancia del circuito interetapa para grandes señales de antena, se conecta un diodo limitador en paralelo con el circuito sintonizado primario. (Para grandes señales de RF de antena, la selectividad será proporcionada principalmente por el circuito de entrada y el secundario del circuito interetapa.)

c) Para contrarrestar derivas en la frecuencia del oscilador por influencia de la variación de temperatura, se ha incluido un diodo 1N4148 en la fuente de la tensión de sintonía.

2. LOS DIODOS DE CAPACIDAD VARIABLE

Los diodos de silicio tienen una capacidad que depende de la tensión inversa aplicada según la expresión

$$C_d = K\,(V_d + V_R)^{-1/n}$$

siendo K = factor constante; V_d = tensión de difusión; V_R = tensión inversa aplicada; n = parámetro característico del diodo.

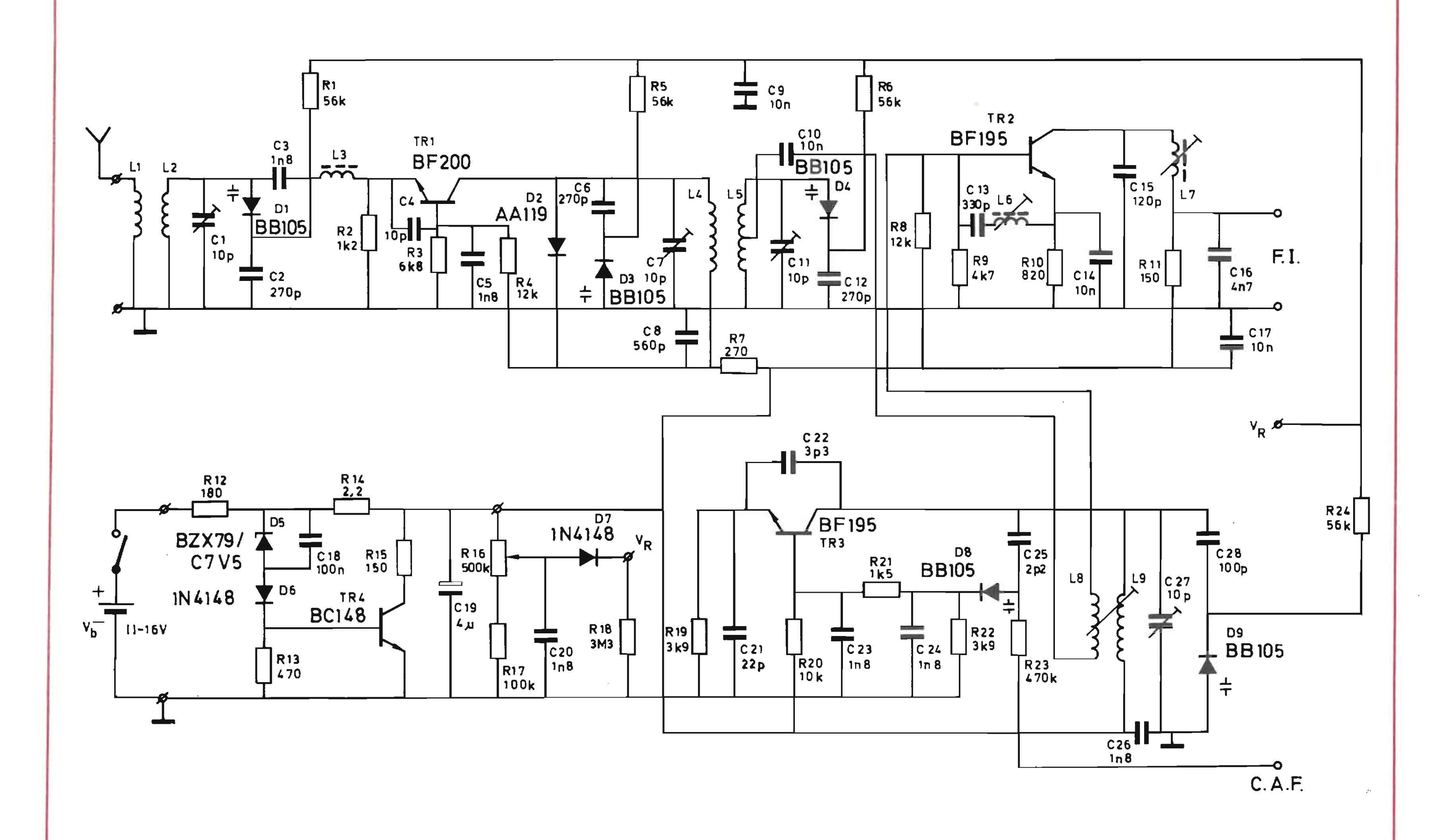


Figura 1. Esquema general.

Cuanto más bajo es el valor de la tensión inversa aplicada, tanto mayor es el problema cuando se aplican elevadas señales alternas sobre los diodos. Por tanto, para una máxima tensión de control dada, $V_{R\ máx}$, la tensión $V_{R\ mín}$ ha de ser lo más alta posible.

Para sintonizar un circuito *LC* en una cierta gama de frecuencias, la tensión $V_{R\ mín}$ depende de:

a) la gama de frecuencia requerida
b) la relación entre la capacidad paralelo C_p y la capacidad del diodo C_d
c) la tensión de difusión V_d y el parámetro *n* de la relación de dependencia tensión-capacidad del diodo.

Para cubrir una determinada gama de frecuencias que vaya de una $f_{mín}$ a otra $f_{máx}$, la tensión inversa ha de variar desde un valor $V_{R\ mín}$ a otro $V_{R\ máx}$, y se producirá una variación de capacidad que irá de $C_{d\ máx}$ a $C_{d\ mín}$.

Llamando

$$\frac{C_{máx}}{C_{mín}} = \frac{C_p + C_{d\ máx}}{C_p + C_{d\ mín}} = \left(\frac{f_{máx}}{f_{mín}}\right)^2 = b$$

$$C_{d\ máx} = \sqrt[n]{\frac{V_{R\ máx} + V_d}{V_{R\ mín} + V_d}} \cdot C_{d\ mín} =$$

$$= a \cdot C_{d\ mín}$$

donde

$$a = \sqrt[n]{\frac{V_{R\ máx} + V_d}{V_{R\ mín} + V_d}} = (b-1)\frac{C_p}{C_{d\ mín}} + b \quad (1)$$

Si llamamos

$$\frac{C_p}{C_{d\ mín}} = c$$

el valor de *a* queda:

$$a = (b-1)\,c + b$$

De la expresión (1) se deduce el valor de $V_{R\ mín}$ necesario:

$$V_{R\ mín} = \frac{V_{R\ máx} + V_d}{[(b-1)\,c + b]^n} - V_d$$

2.1 El diodo BB105 en los circuitos de RF

Para el cálculo de la tensión $V_{R\ mín}$ necesaria, es preciso conocer el valor del parámetro *n* en la expresión

$$C_d = K\,(V_d + V_R)^{-1/n}$$

Tomando la curva característica típica de la variación de la capacidad en función de la tensión de control del diodo BB105A, se encuentran los pares de valores

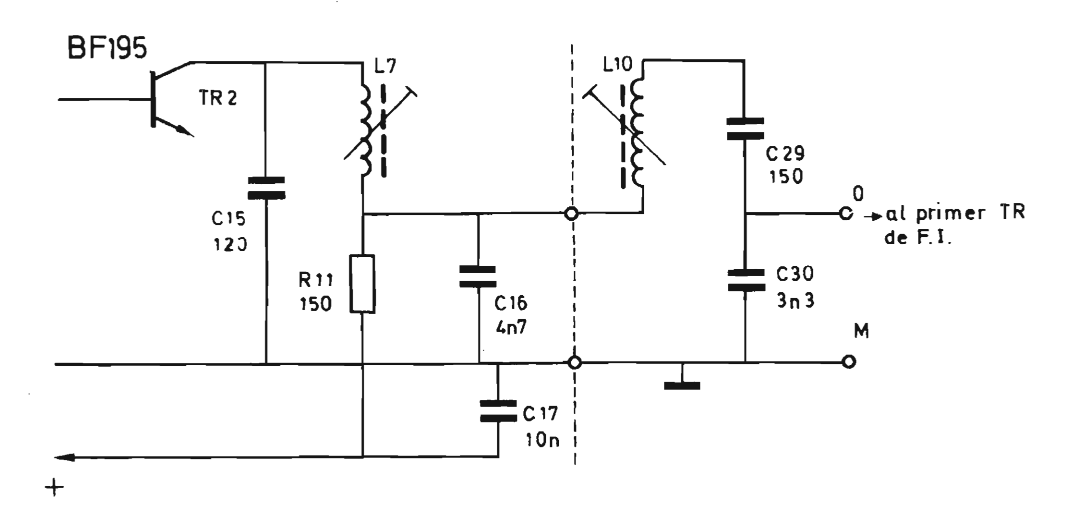


Figura 2.

$$V_R = 10\ V \rightarrow C_d = 5\ pF$$

$$V_R = 1\ V \rightarrow C_d = 17\ pF$$

Tomando un valor de 0,5 voltios para la tensión de difusión, se tiene

$$\left.\begin{array}{l} 5 = K\,(0{,}5 + 10)^{-1/n} \\ 17 = K\,(0{,}5 + 1)^{-1/n} \end{array}\right\} \rightarrow n = 1{,}6$$

Teniendo en cuenta las tolerancias que existen para el diodo BB105A, n puede variar entre 1,55 y 1,85. Estos valores son prácticamente iguales para los tipos B y G.

Después de la estabilización contra variaciones de tensión y temperatura, la máxima tensión de control disponible $V_{R\ máx}$ es de 8,4 voltios. Tomando un valor de la capacidad paralelo del circuito LC igual a $C_p = 15$ pF, se podrá obtener el valor del $V_{R\ mín}$ necesario:

$$b = \left(\frac{f_{máx}}{f_{mín}}\right)^2 = \left(\frac{108}{87{,}5}\right)^2 = 1{,}52$$

$$C_{d\ mín}\,(V_R = 8{,}4\ V) = 6{,}5\ pF$$

$$a = \frac{C_p}{C_{d\ mín}}\,(b-1) + b = \frac{15}{6{,}5} \cdot 0{,}52 + 1{,}52 = 2{,}57$$

$$V_{R\ mín} = \frac{V_{R\ máx} + V_d}{a^n} - V_d = \frac{8{,}4 + 0{,}5}{2{,}57^{1{,}6}} - 0{,}5 = 1{,}3\ V$$

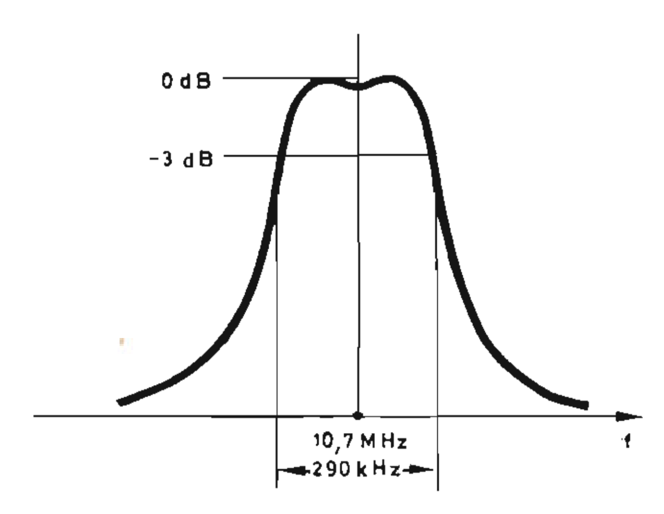


Figura 3

Con un condensador trimmer de 10 pF, se cubren las desviaciones de capacidad debidas a la tolerancia del diodo.

2.2 El diodo BB105 en el circuito oscilador

La frecuencia del oscilador está por encima de la de antena, variando entre 98,2 y 118,7 MHz al ser la frecuencia intermedia igual a 10,7 MHz.

El valor del parámetro b es aquí menor, exactamente 1,46. El circuito oscilante incluye también la capacidad que gobierna el CAF; con un condensador trimmer, también de 10 pF, se puede ajustar el margen de variación de frecuencia con el mismo margen de tensión que el empleado en los circuitos de RF.

3. DESCRIPCION DEL CIRCUITO

3.1 La etapa previa de RF

Esta etapa contiene el transistor de bajo ruido BF200 que opera en base común; esta configuración es preferible a la de emisor común porque da una respuesta de amplitud más simétrica cuando se usan circuitos sintonizados tanto a la salida como a la entrada.

Para eliminar oscilaciones parásitas a frecuencias superiores a las de la banda de trabajo, se conecta un condensador de 10 pF entre el emisor y la base del transistor.

El uso de un circuito de entrada de RF sintonizado necesita una bobina $L3$ (fig. 1) conectada de forma que para una adaptación de máxima potencia se obtenga también, aproximadamente, una adaptación óptima para el ruido entre el circuito de RF sintonizado y el transistor de RF.

El débil acoplamiento de los 75 Ω de antena al circuito de entrada, necesario para realizar un circuito de banda estrecha, lleva consigo pérdidas en la potencia disponible a la entrada del transistor de RF. Esto da lugar a un deterioro del factor de ruido de la etapa de RF (F_{RF}) y, como consecuencia, a un incremento del factor de ruido del sintonizador.

Además, las pérdidas del circuito de entrada sintonizado disminuyen la ganancia de potencia disponible, G_d, de la etapa completa de RF, lo que ocasiona un empobrecimiento adicional del factor de ruido del sintonizador, debido a una mayor contribución del mezclador al ruido total.

Comparado con un sintonizador que tenga un circuito de entrada sintonizado de banda fija, el sintonizador descrito tiene una mejor supresión de *repeat spot* y el rechazo de la frecuencia imagen llega a ser 15 dB mayor.

El colector del transistor de RF se conecta al extremo superior del circuito sintonizado primario del doble circuito interetapa. No es necesaria toma intermedia porque la baja impedancia del circuito sintonizado proporciona una buena estabilidad a la etapa previa.

Los condensadores de acoplo para los diodos de capacidad variable deben ser de alta calidad, habiéndose escogido de tipo styroflex, que tienen una resistencia serie de 0,12 Ω a 100 MHz; como el valor típico de la resistencia serie del diodo de sintonía es de 0,6 Ω, el condensador de acoplo tiene todavía cierta influencia sobre la calidad del circuito sintonizado.

En paralelo con el primario del circuito sintonizado, se conecta un diodo limitador AA119 para evitar que lleguen a los circuitos interetapa grandes señales de antena que desviarían la frecuencia de resonancia de los mismos (fig. 4). También se evita que lleguen al mezclador, donde provocarían un cambio en su admitancia de entrada, causando una desviación de la frecuencia del oscilador.

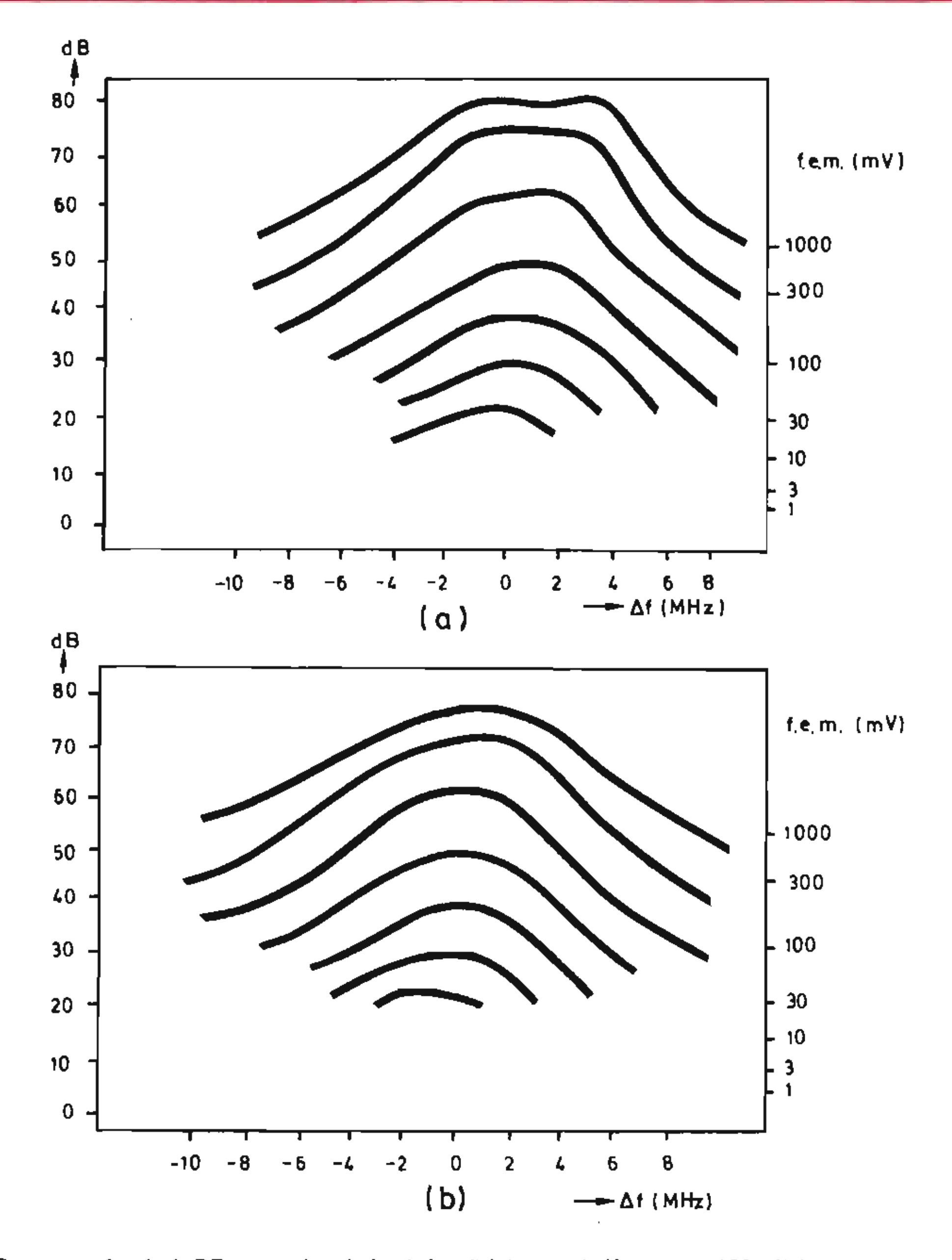


Figura 4. Curvas paso banda de RF para varios niveles de la señal de entrada ($f_{sintonía}$ = 108 MHz) a: sin D2 b: con D2

3.2 La etapa mezcladora

El circuito interetapa ha sido acoplado al transistor mezclador de forma que la contribución del mezclador al ruido del sintonizador sea lo más baja posible. Esta contribución guarda relación con la ganancia del amplificador previo de RF y con la admitancia del transistor mezclador.

En el circuito de colector hay un filtro simple que constituye el primario de un paso doblemente sintonizado a 10,7 MHz, cuyo secundario, que no está incluido en la placa impresa que constituye el sintonizador, se conecta, tal como se indica en la figura 2, a la base del primer transistor amplificador de frecuencia intermedia.

En la figura 5 se pueden ver las curvas de salida para distintos niveles de la señal de antena.

La tensión osciladora a la entrada del transistor mezclador es de 60 mV. Esta tensión se inyecta al mezclador por medio de un acoplo inductivo desde el circuito oscilante, de forma que las señales de antena y oscilador están conectadas en serie. Este tipo de inyección es el indicado, ya que la baja tensión existente en el circuito oscilante y la baja impedancia que presenta la salida del circuito interetapa, son factores que no permiten la conexión paralelo de las señales de antena y del oscilador, pues el fuerte acoplo que se requeriría entonces entre las etapas osciladora y mezcladora entrañaría problemas para elevadas señales de entrada y de arrastre. Por otra parte, la relativamente elevada inductancia de dispersión del devanado de acoplo entre el mezclador y el circuito oscilador hace necesario un filtro de absorción de 10,7 MHz (*C*13 y *L*6) a la entrada del transistor mezclador para evitar una realimentación de FI.

3.3 La etapa osciladora

El uso de un oscilador separado asegurará buena capacidad de manejo de señal para el sintonizador. Además, ello ofrece la posibilidad de diseñar una etapa osciladora óptima en estabilidad y una etapa mezcladora óptima para el ruido.

El transistor oscilador, del tipo BF195, opera en base común a una corriente $I_E = 0{,}7$ mA. La frecuencia del oscilador está por encima de la de antena; una tensión de control de 1,3 a 8,4 V varía la frecuencia del oscilador desde 98,2 a 118,7 MHz.

La tensión del oscilador, en extremos del circuito sintonizado, ha de ser baja, debido al uso del diodo de capacidad variable, ya que si no es pequeña con respecto a la tensión inversa del diodo, cambia el valor medio de la capacidad de éste y además se producen armónicos no deseados. Esta variación de la capacidad media del diodo produce, en los valores inferiores de la tensión de control, desviaciones de la frecuencia del oscilador, empeorando el arrastre entre los circuitos oscilador y de RF.

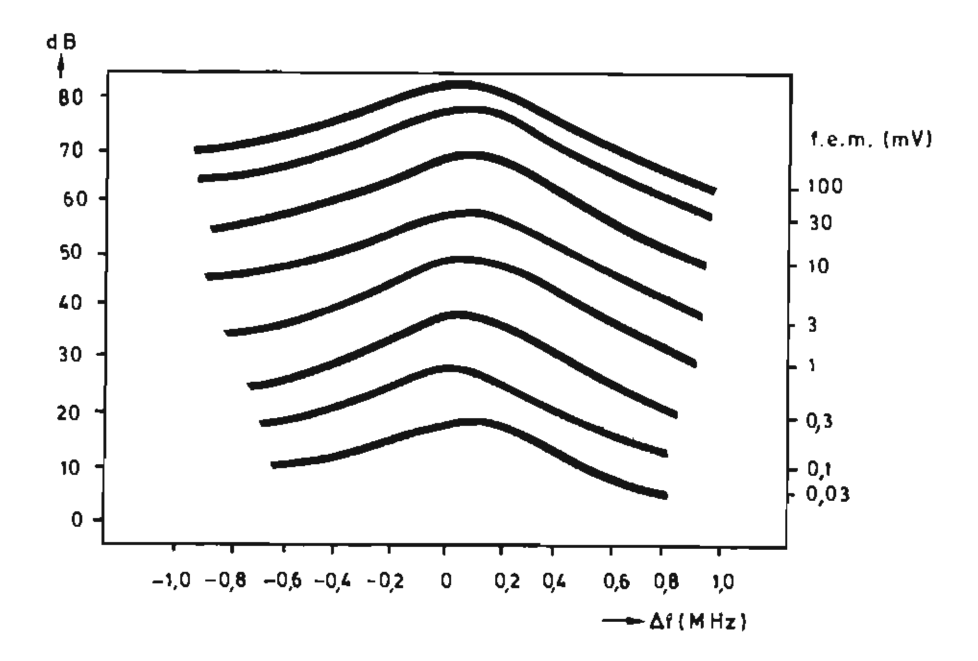


Figura 5. Curvas de salida para varios niveles de la señal de entrada ($f_{sintonía} = 108$ MHz)

Debido a la existencia del diodo limitador en la etapa previa y al débil acoplo entre el oscilador y el mezclador, hay solamente una pequeña influencia de las señales de antena elevadas sobre la frecuencia del oscilador.

Como ya se mencionó en la introducción, el uso de un diodo de capacidad variable en el circuito oscilador requiere un diodo compensador en el circuito de la tensión de control. La tensión de difusión de un diodo de silicio varía con la temperatura, aproximadamente $-2\,mV/°C$. La capacidad del diodo, $C_d \propto (V_R + V_d)^{-1/n}$, variará con la temperatura más o menos según sea el valor de la tensión inversa; como esta tensión varía desde 1,3 a 8,4 V, es casi imposible compensar la dependencia del diodo con la temperatura. Por eso se ha conectado en serie con la tensión de control un diodo de silicio, tipo 1N4148, que tiene la misma dependencia de temperatura.

Con una resistencia serie tan baja como 56 kΩ, la dependencia de la corriente inversa del diodo de capacidad variable con la temperatura tiene muy poca influencia sobre la frecuencia del oscilador.

Finalmente, con el uso del circuito de CAF que lleva esta etapa, se corrige totalmente la pequeña dependencia que la temperatura tiene sobre la frecuencia del oscilador. El diodo que lleva este control es del mismo tipo que los empleados en la sintonía, BB105, y la sensibilidad es del orden de –100 kHz/V.

3.4 La unidad de estabilización

La tensión de alimentación ha sido estabilizada, obteniéndose una tensión de 8,5 a 9 voltios (que depende de la dispersión del diodo Zener) a una corriente de carga de 7,5 mA.

Esta unidad de alimentación estabiliza:

a) variaciones de la tensión de batería de 11 a 16 V
b) variaciones de corriente de carga de 6,5 a 8,5 mA
c) variaciones de la temperatura ambiente de –20°C a +60°C.

Es obvio que se necesita estabilizar la tensión de control de los diodos de capacidad variable, pero además es necesario estabilizar la tensión de la fuente para el transistor oscilador, ya que variaciones de esta tensión producirían alteraciones en el valor de la tensión a través del circuito oscilante y, en consecuencia, cambios en la capacidad del diodo.

Es también conveniente estabilizar la tensión de alimentación del transistor mezclador para minimizar las variaciones de la admitancia de entrada de esta etapa y su influencia sobre la frecuencia del oscilador.

La estabilización contra variaciones de la corriente de carga y de la tensión de batería se obtiene con el transistor BC148 que trabaja como elemento regulador paralelo. El diodo Zener BZX79/C7V5 se usa para incrementar la realimentación negativa del transistor estabilizador. El diodo 1N4148 (ó BA114) mejora la estabilización de la tensión de salida contra variaciones de la temperatura ambiente, ya que compensará, junto con la tensión V_{BE} del transistor, la dependencia del diodo Zener con la temperatura.

4. PROCEDIMIENTO DE AJUSTE

El sintonizador se termina con la red de la figura 2 cargada con una $R_L = 300\ \Omega$. La alimentación es de 12 voltios.

Los primeros elementos que se ajustarán serán $L6$, $L7$ y $L10$. En la base de $TR2$ se inyecta una señal procedente de un vobulador, a través de un condensador de 1 nF, con una frecuencia central de barrido de 10,7 MHz. La curva de respuesta se obtiene entre los terminales 0 y M, ajustándose $L6$ para obtener la mínima amplitud de la misma, cuya frecuencia central de 10,7 MHz se ajustará con $L7$ y $L10$. En la figura 3 puede verse la curva obtenida.

El siguiente paso es el ajuste de los componentes del circuito oscilante $L9$ y $C27$. Llevado el terminal de CAF a masa, se conecta un voltímetro selectivo en el colector del transistor oscilador $TR3$. Con el cursor de $R16$ en el extremo de la unión con $R17$ (es decir, para $V_{R\ mín}$) se ajustan $L9$ y $C27$ para tener una oscilación a 98,2 MHz. Girando $R16$ hasta el extremo contrario (donde se tendrá $V_{R\ máx}$), se comprobará si la frecuencia del oscilador es superior o inferior a los 118,7 MHz que debería tener; si es superior, se aumentará $C27$ hasta llegar a este valor, y si es inferior se disminuirá. Habrá entonces que volver a ajustar $C27$ y $L9$ en el extremo inferior de la banda del oscilador, y de esta forma se continuarán los ajustes en uno y otro extremo con estos dos elementos variables, hasta lograr que la excursión de la tensión de control desde 1,3 a 8,4 voltios proporcione una variación de la frecuencia del oscilador entre los valores de 98,2 MHz a 118,7 MHz.

Para el ajuste de los circuitos de entrada e interetapa, se inyecta a la entrada una señal procedente de un vobulador que cubra el margen de la frecuencia de antena (87,5 MHz – 108 MHz), obteniéndose la curva de salida entre los extremos de una $R_L = 300$ conectada entre los terminales 0 y M de la red de la figura 2.

Llevando la sintonía, por medio de $R16$, a 108 MHz, se ajustan $C1$, $C7$ y $C11$ para obtener el máximo en la salida. Cambiando la sintonía a 87,5 MHz, serán las bo-

escala 2:1

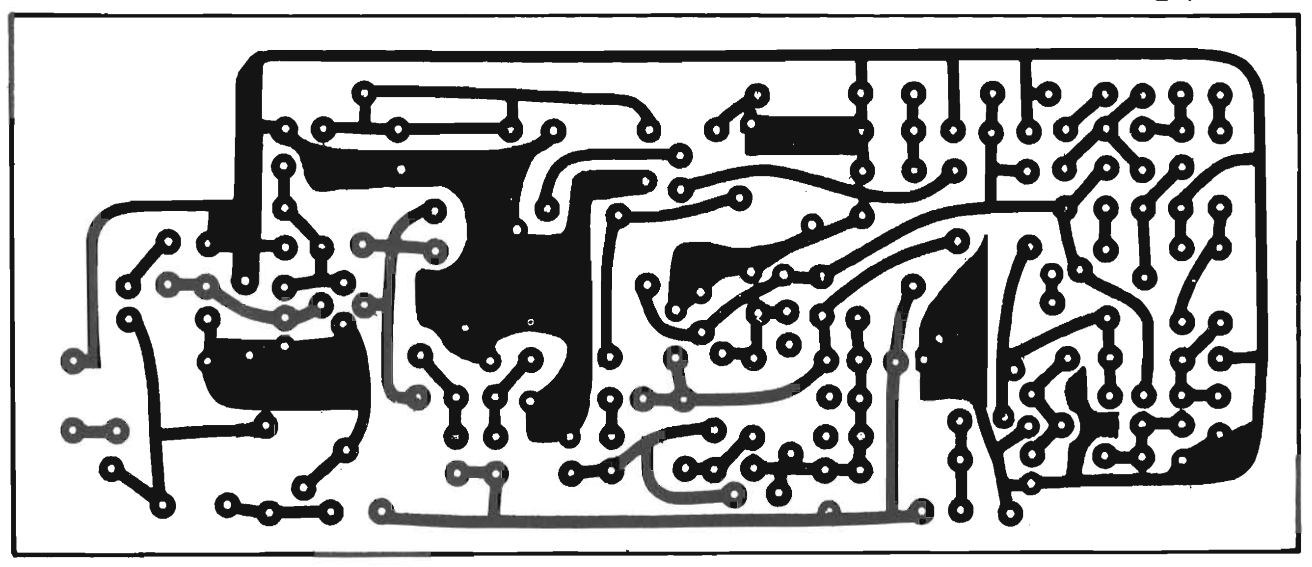


Figura 6. Circuito impreso.

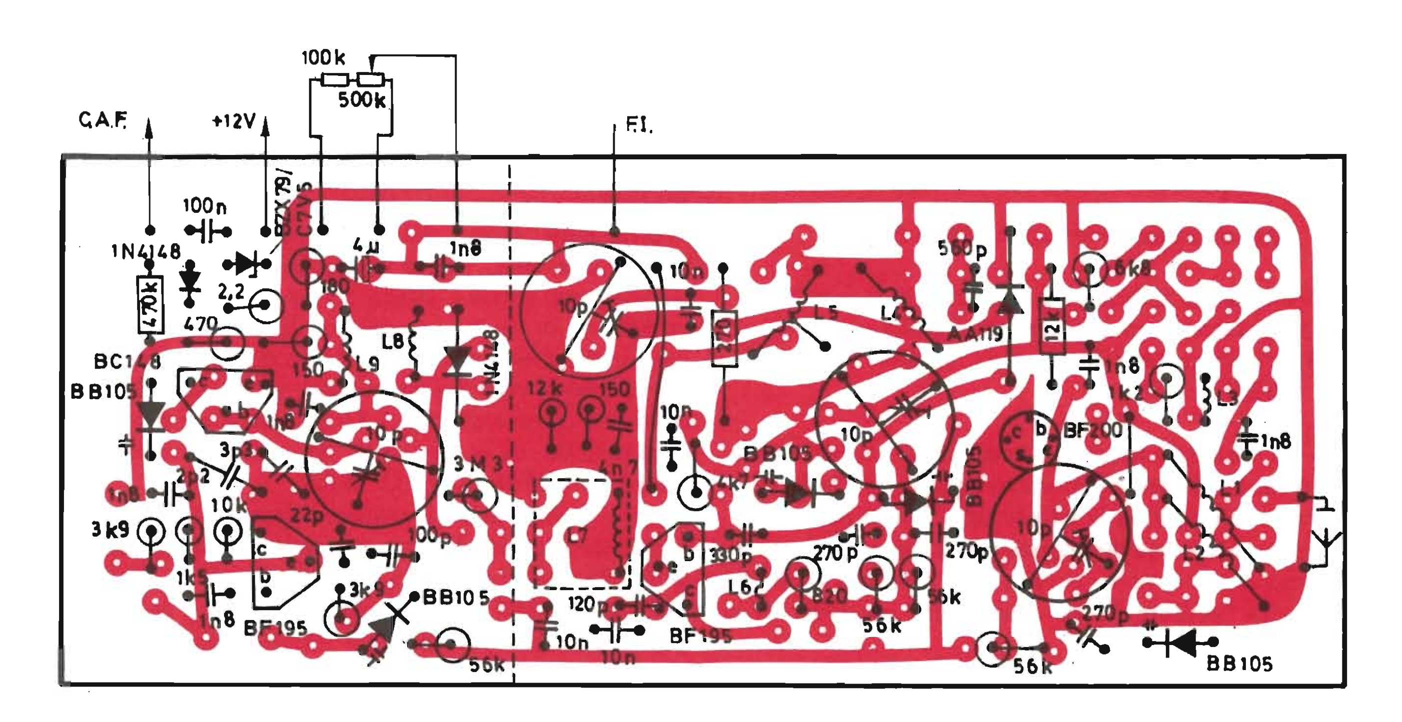


Figura 7. Disposición de los componentes sobre el circuito impreso.

REVISTA MINIWATT: Vol. 11, núm. 11. Reproducción de la página 426 con las figuras 6 y 7 debidamente corregidas.

escala 2:1

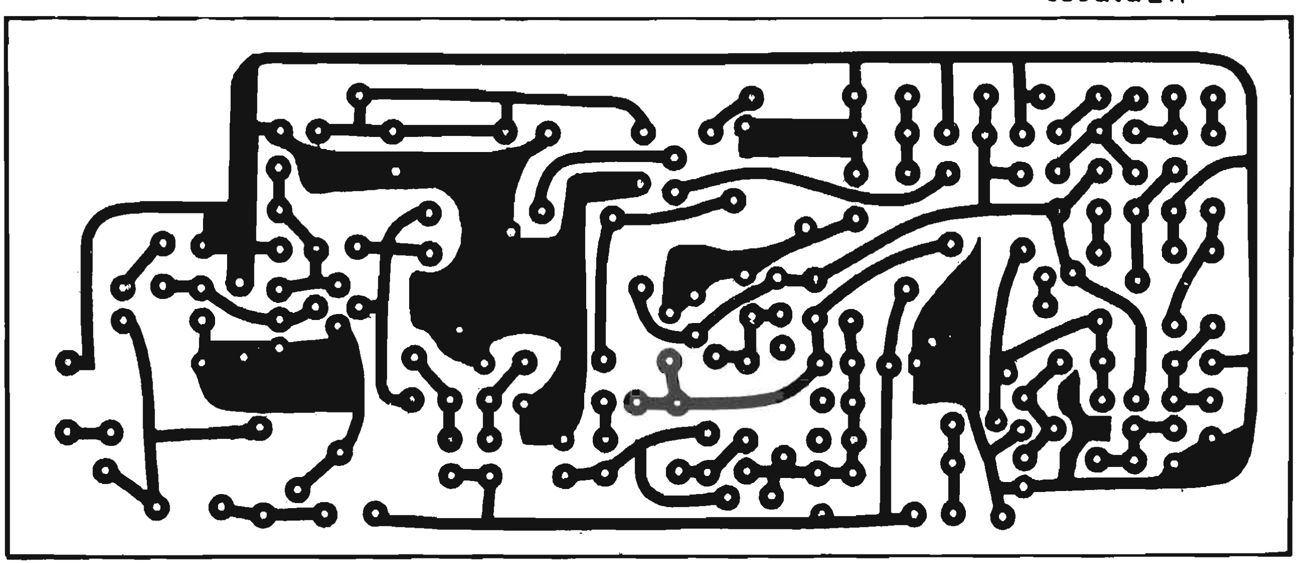


Figura 6. Circuito impreso.

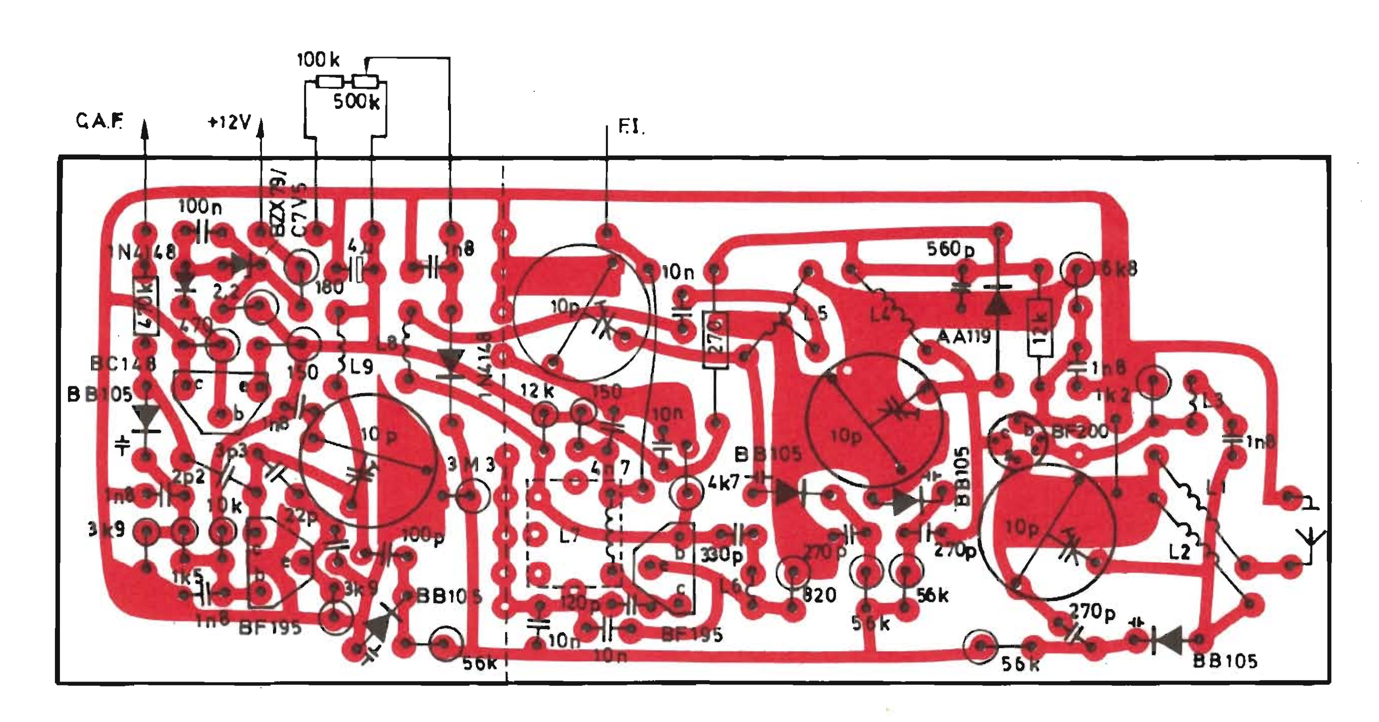


Figura 7. Disposición de los componentes sobre el circuito impreso.

binas $L1$, $L2$, $L4$ y $L5$ las que se ajustarán hasta lograr la máxima amplitud de la curva de salida. Esto se repetirá dos o tres veces hasta obtener un arrastre tal que la diferencia entre las salidas máxima y mínima dentro del intervalo de sintonía no sea superior a 1 decibelio.

Al llegar a este punto se reajustarán ligeramente $L9$ y $C27$ para que el margen de sintonía vaya exactamente desde 87,5 MHz a 108 MHz.

El acoplamiento entre las bobinas $L1$-$L2$, $L4$-$L5$ y $L8$-$L9$ ha de ser fuerte, para lo cual deberán ser sus ejes diametrales coincidentes.

5. CARACTERISTICAS

Consumo de corriente (incluyendo la unidad de estabilización)	16,5 mA (para $V_b = 12$ V)
Impedancia de antena	75 Ω
Margen de la frecuencia de antena	87,5 – 108 MHz
Margen de la frecuencia del oscilador	98,2 – 118,7 MHz
Frecuencia intermedia	10,7 MHz
Margen de la tensión de control de sintonía	1,3 – 8,4 V
Rechazo de frecuencia imagen	60 dB
Supresión de *repeat spot*(1)	54 dB
Rechazo de FI (2)	80 dB
Anchura de banda a 3 dB del circuito de entrada	6 MHz
Anchura de banda a 3 dB del circuito de RF	3 MHz
Ancho de banda total (3)	290 kHz
Tensión del oscilador a la entrada del mezclador	60 mV
Ganancia (4)	X 4 (12 dB)
Figura de ruido	6,5 dB
Sensibilidad del CAF	–100 kHz/voltio

6. LISTA DE COMPONENTES

Todos los resistores de 1/8 W.

Condensadores $C1$, $C7$, $C11$ y $C27$ ajustables 2 a 10 pF (2222 808 0005).

Condensadores $C2$, $C6$, $C12$, $C15$, $C28$ y $C29$ son de styroflex.

Condensador $C19$ es electrolítico. Condensador $C18$ de poliéster metalizado (placo).

Los demás condensadores son de tipo miniatura placa cerámica.

Bobinas:

- L1 3 espiras cobre esmaltado 0,8 mm; diámetro = = 8 mm
- L2 5 espiras cobre esmaltado 0,8 mm; diámetro = = 8 mm
- L3 0,33 μH
- L4 7 espiras cobre esmaltado 0,5 mm; diámetro = = 4 mm
- L5 8 espiras cobre esmaltado 0,5 mm; diámetro = = 5 mm (toma intermedia a 5 espiras del extremo de masa)
- L6 0,7 μH (8 espiras cobre esmaltado 0,3 mm devanadas sobre varilla de ferroxcube tipo 3122 104 91131)
- L7 7 X 7. Once espiras cobre esmaltado 36 X 0,04 mm
- L8 1 espira cobre esmaltado 0,5 mm; diámetro = 4 mm
- L9 5 espiras cobre esmaltado 0,5 mm; diámetro = = 4 mm
- L10 7 X 7. Once espiras cobre esmaltado 36 X 0,04 mm

(1) La supresión del *repeat spot* se define como

$$R.S.S. = 20 \log . \frac{\text{f.e.m. en antena para una cierta salida de FI en la sintonía del } repeat\ spot}{\text{f.e.m. en antena } (=100\ \mu V) \text{ para la misma salida de FI cuando la sintonía es correcta}}$$

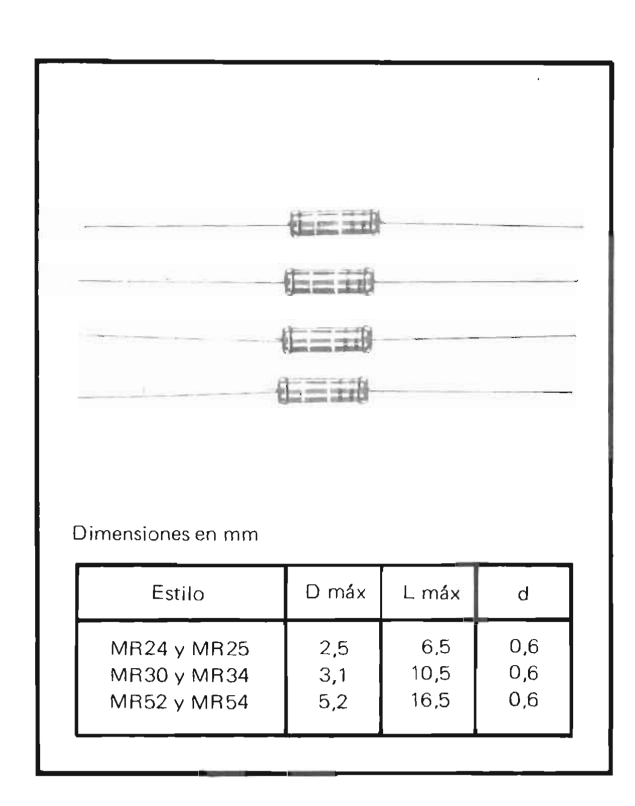
(2) Nivel de referencia, 70 μV de f.e.m.

(3) Medido conectando al sintonizador la red de la figura 2; la curva de salida se obtiene entre los terminales 0 y M a través de los cuales se conecta una $R_L = 300\ \Omega$.

(4) Terminado el sintonizador con la red de la figura 2, cargada con una $R_L = 300\ \Omega$, se define

$$G = \frac{\text{tensión a través de } R_L\ (\approx 300\ \Omega)}{\text{f.e.m. a la entrada } (\approx 2\ mV)}$$

RESISTORES DE PELICULA METALICA



Dimensiones en mm

Estilo	D máx	L máx	d
MR24 y MR25	2,5	6,5	0,6
MR30 y MR34	3,1	10,5	0,6
MR52 y MR54	5,2	16,5	0,6

Los resistores de película metálica adquieren cada día mayor interés. Y no sin razón, ya que estos resistores, que aparentemente difieren poco de los de película de carbón, muestran características especialmente favorables en lo que se refiere a estabilidad, exactitud y fiabilidad.

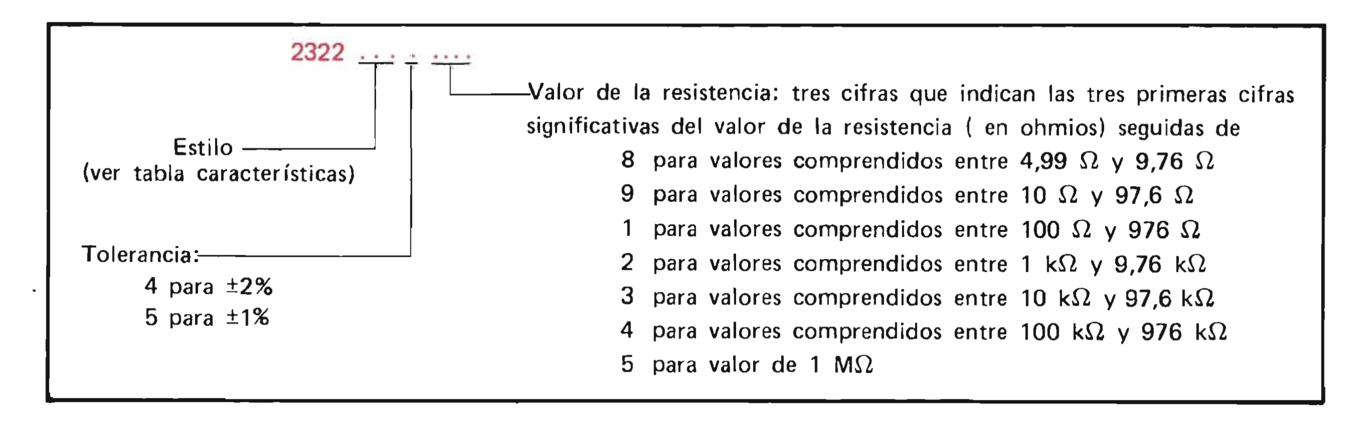
Aunque el proceso de fabricación es complejo y consta de una serie de severos controles de calidad, el precio de los resistores de película metálica es notablemente bajo v es comparable al de los resistores de carbón de buena calidad.

Este es uno de los motivos por los cuales el campo de aplicación de los resistores metálicos no está limitado al equipo en el que, por el gran número de componentes empleados, cada componente debe satisfacer ciertas condiciones si el sistema ha de ofrecer una fiabilidad total aceptable. Gracias a sus características de estabilidad y exactitud, los resistores de película metálica resultan también especialmente indicados para equipos de telecomunicación y de medida.

CARACTERÍSTICAS

Estilo	Margen de resistencia	Toler. (±%)	Serie	Tensión límite (V)	Disip. típica $T_{amb} = 70\ ^{o}C$ (W)	Coefic. de temp. ($10^{-6}\ ^{o}C$)	Número de catálogo 2 322 seguido de
MR24	49,9 Ω a 301 kΩ	1	E96	250	0,4	50	161 5 ...
MR25	4,99 Ω a 301 kΩ	1	E96	250	0,4	100	151 5 ...
MR25	5,1 Ω a 300 kΩ	2	E24	250	0,4	100	151 4 ...
MR30	4,99 Ω a 681 kΩ	1	E96	350	0,5	100	152 5 ...
MR30	5,1 Ω a 680 kΩ	2	E24	350	0,5	100	152 4 ...
MR34	49,9 Ω a 681 kΩ	1	E96	350	0,5	50	164 5 ...
MR52	4,99 Ω a 1 MΩ	1	E96	500	0,75	100	153 5 ...
MR52	5,1 Ω a 1 MΩ	2	E24	500	0,75	100	153 4 ...
MR54	49,9 Ω a 1 MΩ	1	E96	500	0,75	50	167 5 ...

FORMACIÓN DEL NÚMERO DE CATÁLOGO



INVERSOR DE 50 kVA y 1 kHz

El circuito inversor que describimos tiene una elevada potencia reactiva de salida. Resulta especialmente adecuado para aplicaciones como calefacción por inducción, comprobación de la capacidad en voltio-amperios de condensadores, y otros similares. La corriente de salida es de 125 A, y la tensión de salida puede variar entre 100 V y 400 V; la máxima potencia de salida reactiva es de 50 kVA.

El circuito resonante de salida es excitado por impulsos de corriente de onda completa, pero debido a su elevado factor de calidad (≈ 100) la corriente requerida es pequeña. Por este motivo pueden utilizarse tiristores y diodos de aplicación general (BTW92 y BTX25, respectivamente) para la frecuencia de trabajo de 1 kHz. La tensión de salida se modifica cambiando la fase de la corriente de excitación; un circuito de control en lazo cerrado, basado en módulos de la serie 61, mantiene constante el ángulo de fase en el punto de ajuste deseado.

1. EL INVERSOR

1.1. Funcionamiento

El circuito representado en la figura 1 recuerda el de un inversor serie, pero tiene un funcionamiento algo diferente debido a la presencia de los diodos *D1* y *D2* en paralelo. Con ayuda de la figura 2 explicaremos su funcionamiento.

Durante cada uno de sus ciclos de resonancia (de 1 ms de duración) se inyecta energía a la carga (L_0C_0) mediante el disparo sucesivo de *TH*1 y *TH*2. El disparo de los tiristores hace que la inductancia *L* superior (o la inferior) resuene con *C* y *L*1. Puesto que los diodos *D*1 y *D*2 constituyen un circuito de retorno para la corriente primaria, se obtienen impulsos de corriente de onda completa, i_{e1} e i_{e2}, para excitar la carga. El factor de amortiguamiento de la corriente depende de las pérdidas del circuito, y el tiempo *T* durante el cual circula la corriente de excitación lo determina la frecuencia de resonancia de *L*, *L*1 y *C*.

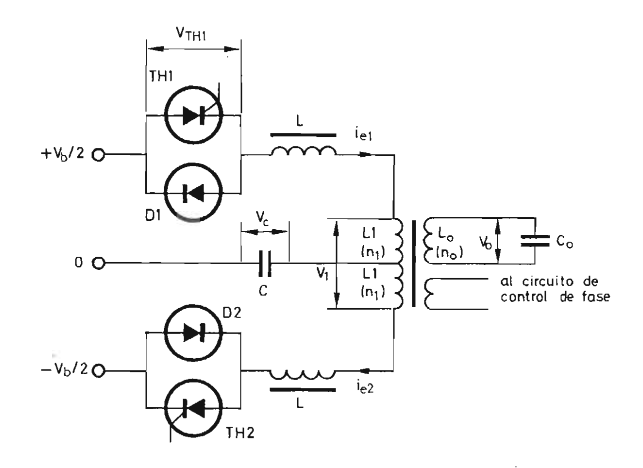


Figura 1. Esquema básico del inversor de 1 kHz, 50 kVA. (Si el circuito se utiliza para probar condensadores, C_0 representa el banco de condensadores en prueba).

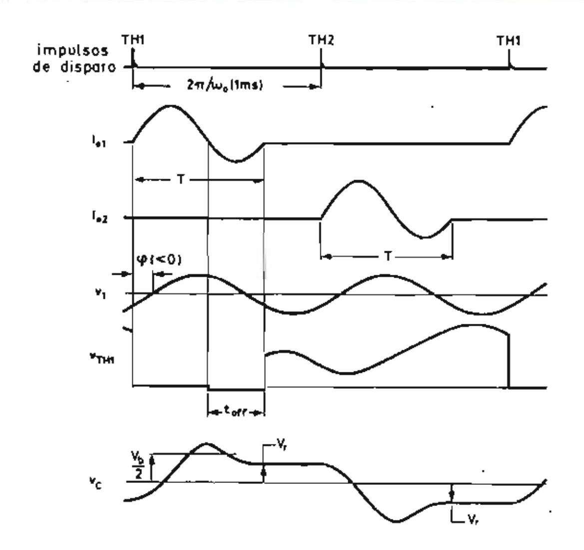


Figura 2. Formas de onda del inversor: $2\pi/\omega_0$ es el período de resonancia del circuito de salida L_0C_0 de la figura 1.

El tiempo de bloqueo, t_{off}, que el circuito impone a los tiristores es igual al período durante el cual conducen los diodos. Cuando dejan de conducir, teóricamente la tensión aplicada al tiristor aumenta según una función en escalón; sin embargo, en todo circuito práctico, la velocidad de subida de la tensión de bloqueo reaplicada está limitada por resonancias parásitas.

En el transformador de salida se pone un devanado adicional para aislar el circuito de control del circuito inversor; este devanado proporciona una señal de sincronización gracias a la cual el circuito de control puede mantener una relación de fase preajustada φ entre la tensión primaria v_1 y los impulsos de disparo del tiristor (véase fig. 2). El ángulo de fase φ se deduce de:

$$v_1 = \hat{V}_1 \sin(\omega_0 t + \varphi), \tag{1}$$

donde ω_0 es la frecuencia de resonancia del circuito de salida

$$\omega_0 = 1/\sqrt{(L_0 C_0)}. \tag{2}$$

La frecuencia de resonancia del primario, ω_1, viene dada por:

$$\omega_1 = 1/\sqrt{\{(L + L_1) C\}}. \tag{3}$$

Relación entre $\hat{V}_1$ *y* φ. En la práctica, las pérdidas en el circuito de salida serán tales que la correlación entre el valor de cresta $\hat{V}_1$ de la tensión primaria, la tensión de alimentación del inversor V_b, y la tensión residual del condensador V_r (forma de onda v_C en la fig. 2) puede expresarse con cierta aproximación por:

$$\hat{V}_1 = (V_b + 2\ V_r)/4. \tag{4a}$$

El factor del denominador disminuirá o aumentará con las pérdidas.

Para asegurar un funcionamiento seguro del inversor, ω_1 debe sobrepasar a ω_0 en un 10 % aproximadamente, o más:

$$\omega_1 = 1{,}1\ \omega_0. \tag{4b}$$

Como la corriente de excitación, i_e, que circula durante un período T, hace que la tensión del condensador varíe en una proporción igual al doble de la tensión residual V_r, tendremos:

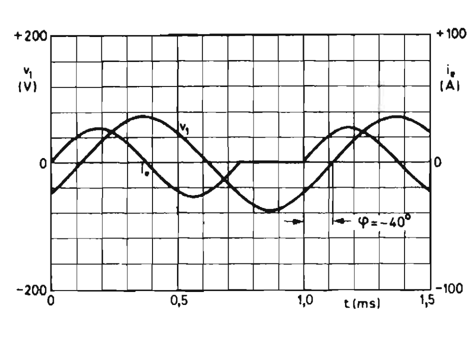
$$V_r = \frac{1}{2\ C} \int_0^T i_e\ dt. \tag{5}$$

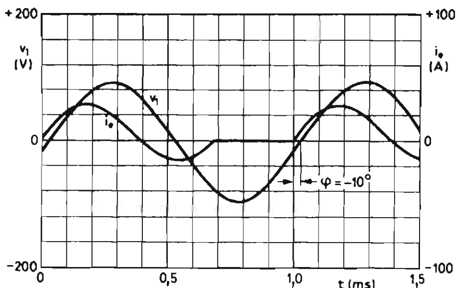
A partir de la figura 1 puede deducirse una expresión de i_e. Mediante una calculadora de sobremesa puede hallarse la tensión residual a partir de la ecuación 5. La tabla muestra los resultados basados en las condiciones (4a) y (4b).

Tabla Relación entre el ángulo de fase, la tensión residual del condensador V_r y la tensión del primario $V_1 = (V_b + 2V_r)/4$ para $\omega_1 = 1{,}1\ \omega_0$.

φ	V_r/V_b	$\hat{V}_1/V_b$
−40°	0,03	0,27
−30°	0,10	0,30
−20°	0,18	0,34
−10°	0,28	0,39
0°	0,41	0,46
+10°	0,56	0,53

Tiempo de bloqueo. La figura 3 presenta algunas gráficas de la corriente de excitación i_e, comparada con la tensión de salida del primario v_1; se han realizado con un trazador de curvas conectado a una calculadora de mesa, con diversos valores de φ, suponiendo las condiciones de las ecuaciones (4a) y (4b). Según se puede ver en la figura 2, el tiempo de bloqueo impuesto al circuito, t_{off}, es igual al período en que la corriente i_e es negativa (período de conducción del diodo). La variación de t_{off} en función de φ, deducida de las curvas, se representa en la figura 4.





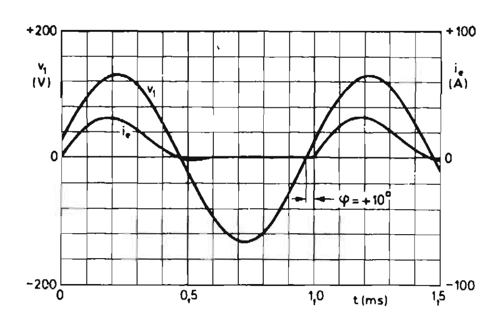


Figura 3. Gráficas de la tensión del primario (v_1) y de la corriente de excitación (i_e) para $\varphi = -40°$, $-10°$ y $+10°$ con las condiciones (4a) (4b).

Potencia activa de salida. La energía entregada por la fuente de alimentación de c.c. al circuito de salida durante cada ciclo de resonancia viene dada por:

$$E_{in} = \frac{V_b}{2} \int_0^T i_e \, dt. \qquad (6)$$

La combinación de las ecuaciones (5) y (6) da:

$$E_{in} = V_b \, V_r \, C.$$

Si f_0 es la frecuencia de resonancia del circuito de salida, la potencia activa de salida P_0 será:

$$P_o = f_o \, V_b \, V_r \, C. \qquad (7)$$

La figura 5 presenta una curva de esta ecuación basada en la tabla 1 y en los datos del circuito práctico: f_0 = = 1 kHz, V_b = 250 V y C = 28,5 μF. Según puede deducirse de la curva, la potencia activa de salida se hace negativa para $\varphi < -45°$ (V_r toma entonces valores negativos, de acuerdo con la ecuación (7)). En esta condición, la energía almacenada en el circuito de salida será devuelta a la fuente de alimentación de c.c. Este fenómeno tiene sólo un carácter transitorio, a no ser que la energía almacenada sea repuesta por un generador exterior. La condición $P_0 < 0$ implica que el producto integrado de las funciones del tiempo i_e y v_1 debe ser negativo; en la figura 3a este producto es muy pequeño lo cual coincide con el bajo valor de P_0 indicado en la figura 5 para $\varphi = -40°$.

Influencia de la carga. En el análisis anterior, se supone que la carga es tal que la tensión de salida cumple la condición (4a). De no ser así, los valores de t_{off} y de P_0 se desviarán de los que indican las figuras 4 y 5.

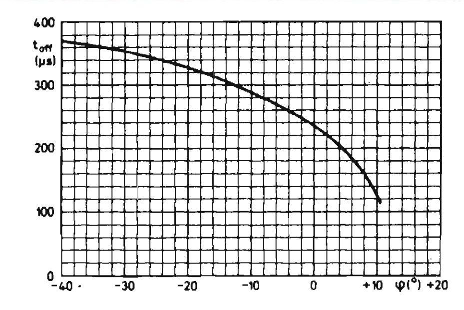


Figura 4. Tiempo de bloqueo, t_{off}, impuesto por el circuito, en función del ángulo φ, deducido de las gráficas de corriente de excitación.

1.2. Cálculo del circuito

Tomamos como punto de referencia la figura 1 para los cálculos del circuito que se basan en las condiciones (4a) y (4b). Se consideran las especificaciones siguientes:

$$C_o = 50 \ \mu\text{F}, f_o = 1000 \text{ Hz}, V_o = 400 \text{ V}. \qquad (8)$$

Elección del ángulo de fase. En la figura 5 puede verse que la potencia de salida aumenta al hacerse positivo el ángulo de fase. No obstante, como puede deducirse en la figura 4, el tiempo de bloqueo impuesto al circuito disminuye rápidamente para valores de φ superiores a $+10°$. El fallo en el bloqueo de un tiristor ocasionará un cortocircuito total a través de la fuente de alimentación de c.c. en cuanto el dispositivo aparejado se dispare. Por tanto se toma φ igual al valor de seguridad de $-10°$.

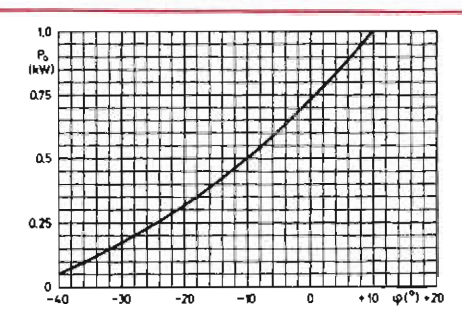


Figura 5. Potencia activa de salida, P_O, en función del ángulo de fase, φ.

Transformador de salida. La inductancia del transformador en el lado secundario es: $L_o = 1/(4\pi^2 f_o^2 C_o)$. Sustituyendo los valores de la condición (8): $L_o = 500\ \mu$H.

La corriente de resonancia que circula por el devanado secundario del transformador es $I_o = 2\pi f_o C_o V_o$.

Esta expresión nos da: $I_o = 125$ A. Entonces, los kVA nominales del transformador son $V_o I_o = 400 \times 125$ VA = 50 kVA.

$$I_o = 125 \text{ A}.$$

Para calcular el número de espiras del secundario, n_o, se aplica la ecuación siguiente:

$$n_O = \frac{L_O \hat{I}_O}{\hat{B}_{\text{máx}} O} \qquad (9)$$

(O es la sección cuadrada del circuito magnético).

El núcleo del transformador se hace con 24 núcleos de ferroxcube tipo 4312 020 33090, que dan una sección cuadrada de 0,101 m². El pico de flujo admisible, $\hat{B}_{\text{máx}}$, es de 0,3 Wb/m² y el pico de corriente es $I_o = 125\sqrt{2} = 177$ A. Así, pues, según la ecuación (9): $n_o = 30$.

Suponiendo que la tensión continua de alimentación V_b sea 250 V, el valor de pico de la tensión de salida primaria, deducido de la tabla 1 para $\varphi = 10°$ es: $\hat{V}_1 = 0{,}39, V_b = 0{,}39 \times 250 = 97{,}5$ V. Así, $V_1 = 97{,}5/\sqrt{2} = 69$ V. Como la corriente primaria circula sucesivamente por cada mitad del devanado primario, la relación de espiras viene dada por el número de espiras del secundario, dividido por la mitad del número total de espiras del primario. La relación de espiras es: $n_1/n_0 = V_1/V_0$, y por tanto: $n_1 = 5$.

La inductancia del primario por cada mitad del devanado es:

$$L_1 = L_0\,(n_1/n_0)^2$$

por tanto: $L_1 = 14\ \mu$H.

Circuito resonante primario. En un circuito práctico que trabaje a 1 kHz y 400 V de tensión de salida, las pérdidas son de 500 W (= P_0). Se deduce de la tabla 1 que con $\varphi = -10°$ y $V_b = 250$ V: $V_r = 0{,}28$, $V_b = 0{,}28 \times 250 = 70$ V. El cálculo, utilizando la ecuación (7), da: $C = 28{,}5\ \mu$F. De acuerdo con la ecuación (4b), la frecuencia de resonancia $\omega_1 = 1{,}1.\ \omega_0 = 1{,}1 \times 2\pi \times 1000$ rad/s. = 6900 rad/s. La ecuación (3), con el valor de L_1 hallado antes (14 μH), nos da: $L = 725\ \mu$H.

Corriente de excitación. El pico del valor de la corriente de excitación para $\varphi = -10°$, encontrado con la figura 3b, es de 28 A. Los tiristores BTW92 y los diodos BYX25 elegidos para este circuito tienen una corriente nominal suficiente.

Gama de la potencia activa de salida. La tabla 1 sirve para calcular, para diversos valores de φ, la potencia activa de salida P_0 con la ayuda de la ecuación (7). La curva de la figura 5 muestra el resultado.

Factor de calidad del circuito de salida. El factor de calidad, Q_o, viene dado por:

$$Q_o = \omega_o L_o I^2{}_o / P_o.$$

Sustituyendo los valores $\omega_o = 2\pi \times 10^3$ rad/s, $L_o = 0{,}5 \times 10^{-3}$ H, $I_o = 125$ A, y $P_o = 500$ W tenemos: $Q_o = 100$.

1.3. Circuito práctico

La figura 6 muestra el esquema completo del circuito inversor. Los devanados del transformador deben conectarse como indican los puntos, de forma que la tensión de sincronización tenga la polaridad correcta; de otro modo el control sería inestable.

El transformador de salida se construye de la forma indicada en la figura 7. Se evitan pérdidas excesivas por resistencia debida al efecto pelicular, utilizando hilo de litz.

2. CIRCUITO DE DISPARO Y DE CONTROL

2.1. Circuito de disparo

La sección de disparo del circuito representado en la figura 8 comprende las unidades *U*1, *U*2, *U*3, *U*6 y los transformadores de impulsos TT60; *TH*1 y *TH*2 son los tiristores del inversor. La figura 9 indica cómo se generan los impulsos de disparo.

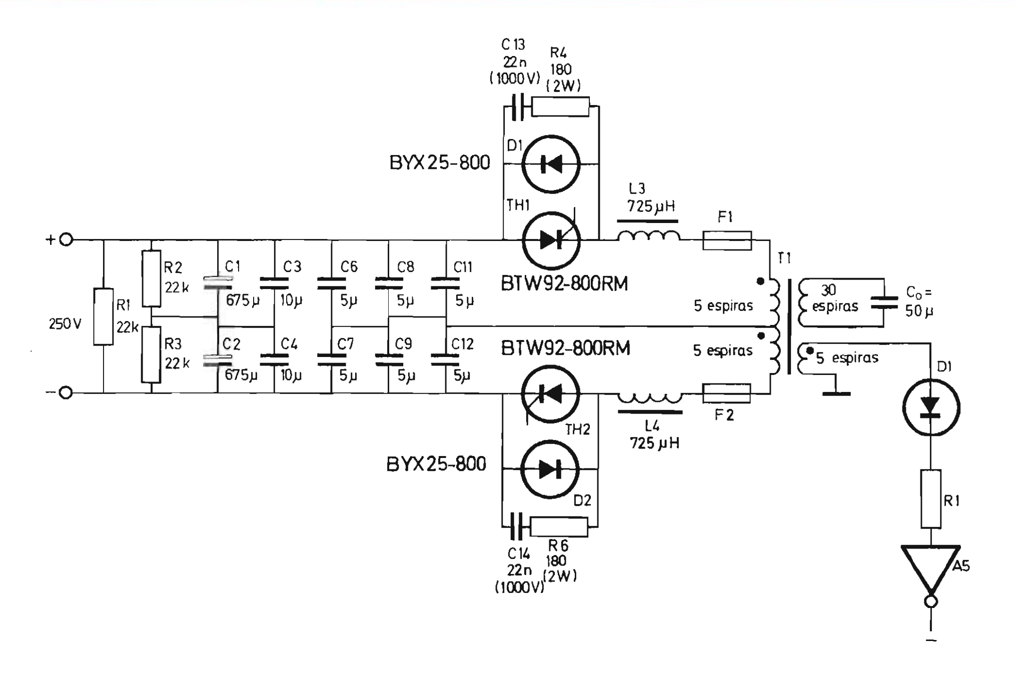


Figura 6. Circuito completo del inversor de 1 kHz, 50 kVA. F1, F2 = fusible rápido, 16 A.

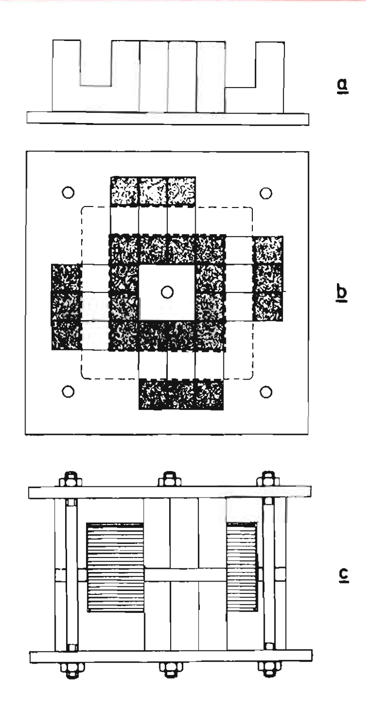


Figura 7. Esquema del transformador de salida de 50 kVA. El núcleo está formado por dos secciones idénticas, cada una de las cuales consta de piezas de ferroxcube en forma de U (número de catálogo 4312 020 33090) encoladas sobre una base de resina epoxy: (a) vista lateral de la sección, (b) vista superior de la sección; en sombreado la forma de la bobina. En (c) se representa la estructura del montaje. Se ajusta el entrehierro (unos 2 cm) para obtener una inductancia de salida de 500 μH. Las barras de fijación son de material no magnético.

La cadencia de los impulsos de disparo y, por tanto, la frecuencia de trabajo del inversor viene determinada por el oscilador de relajación $U1$. El condensador $C1$ se carga a través de $R2$ y $R3$, y los límites de la tensión del condensador son iguales a los niveles de conmutación en subida y en bajada del disparador de Schmitt (forma de onda A). Cuando se alcanza el nivel de disparo en subida, el amplificador $A1$ se conmuta y pasa a saturación. El condensador $C1$ se descarga rápidamente a través del diodo $D3$ y el resistor limitador de corriente $R8$ hasta el nivel de conmutación en bajada, en que el amplificador $A1$ se bloquea. Entonces $C1$ se carga de nuevo, recomenzando de nuevo el proceso. A consecuencia de ello, $A1$ produce una salida pulsatoria (forma de onda B). La frecuencia del oscilador de impulsos depende de la velocidad de carga de $C1$ y así dependerá de la salida del DOA61 debido al acoplamiento a través de $R2$ (véase apartado 2.2).

El biestable $U2$ funciona como divisor por dos; la frecuencia de impulsos de disparo es, pues, la mitad de la frecuencia del oscilador de impulsos. Los generadores de impulsos de disparo $U3$ y $U6$ tienen entradas dobles alimentadas por las salidas del biestable (formas de onda C y D) y el impulso invertido de la salida del oscilador que proporciona el amplificador $A2$ (forma de onda E).

El disparador de Schmitt, de $U3$, actúa como una puerta Y (AND) produciendo un nivel de salida ALTO siempre que las señales C y E son simultáneamente ALTAS. El amplificador $A3$ produce entonces un impul-

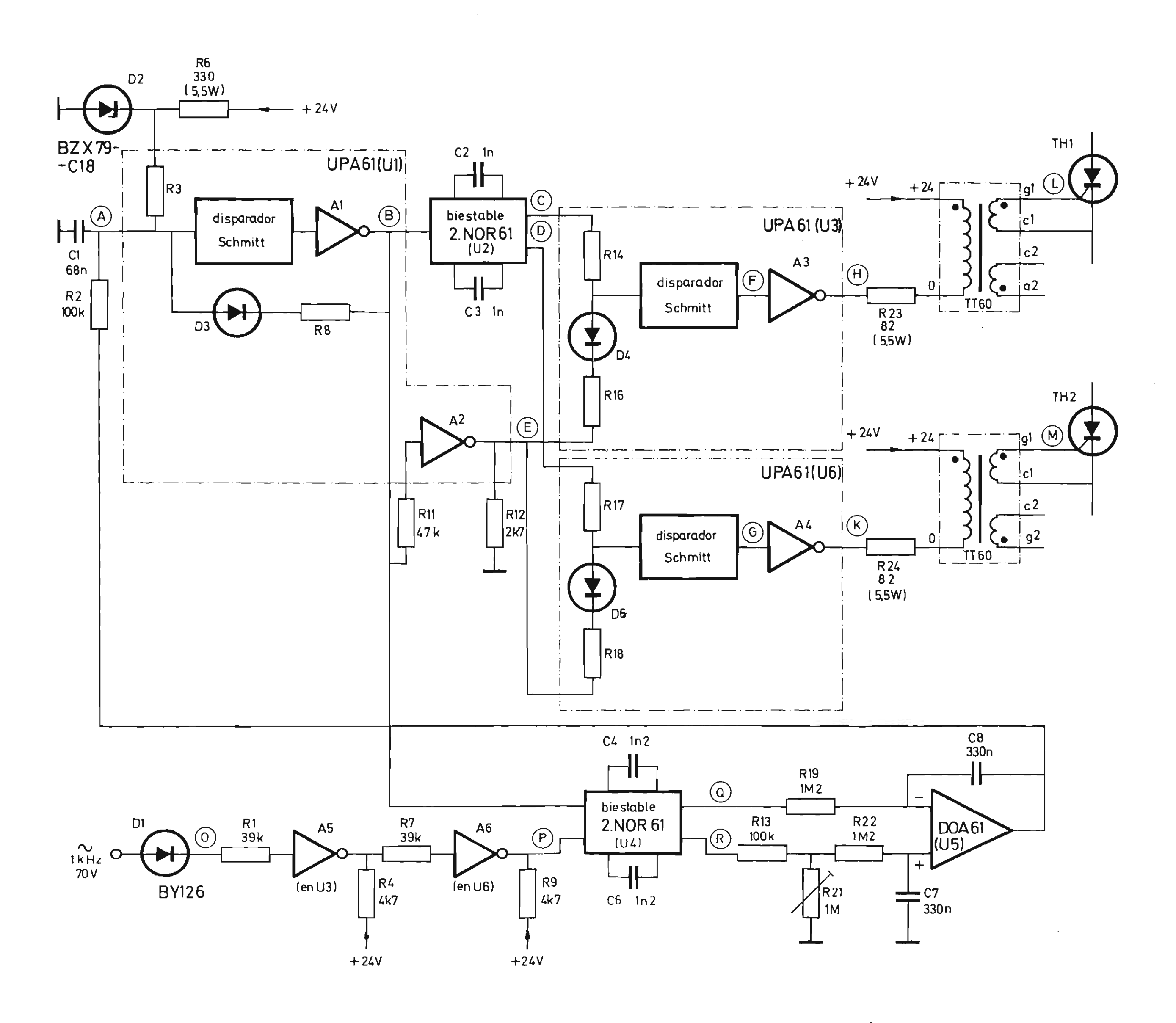


Figura 8. Circuito de disparo y de control. La tensión de salida del inversor se ajusta con R21.

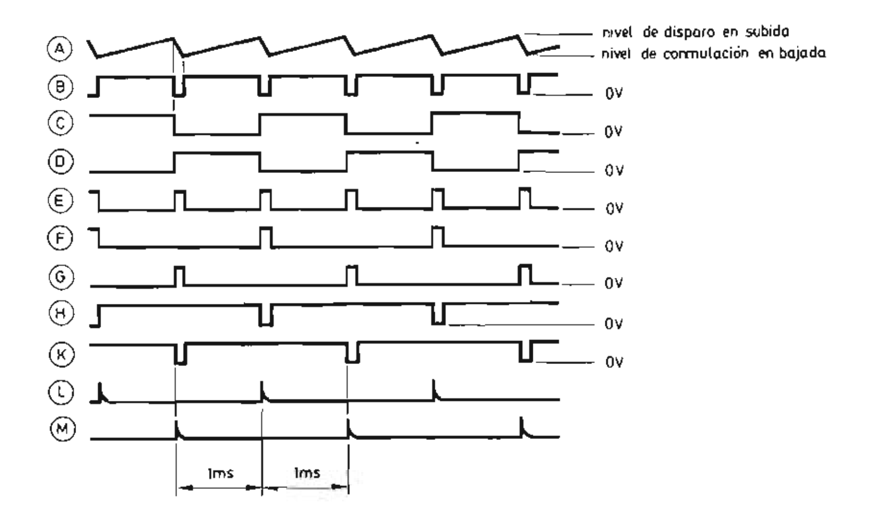


Figura 9. Formas de onda de la sección de disparo (fig. 8).

so de salida negativo (forma de onda *H*) que dispara *TH*1 por medio de TT60 (forma de onda *L*).

Puesto que las salidas del biestable están en fase opuesta, los impulsos de disparo de *U*6 (forma de onda *M*) están desfasados 180° con respecto a los de *U*3.

La "mezcla" de las salidas de los biestables con el impulso invertido del oscilador de salida hace que los amplificadores de salida *A*3 y *A*4 conduzcan sólo durante períodos muy cortos (mientras la salida de *A*2 es ALTA); gracias a ello el consumo medio de potencia se mantiene bajo.

2.2. Circuito de control

El circuito de control se representa en la parte inferior de la figura 8. Debido a la realimentación negativa a través de *R*2, el circuito de control mantiene un desfase dado (ajustado con *R*21) entre la tensión de salida del inversor y los impulsos de disparo de los tiristores. La figura 10 presenta el diagrama de impulsos.

La señal de sincronismo de 1 kHz se rectifica (forma de onda *O*), se recorta (forma de onda *P*) y se aplica a la entrada del biestable *U*4 junto con la salida del oscilador de impulsos (forma de onda *B*). Las ondas *Q* y *R* representan las salidas del biestable. También se indican los impulsos de disparo del tiristor, las ondas completas, i_{e1} e i_{e2}, de la corriente de excitación y el ángulo de fase (formas de onda *L* y *M*).

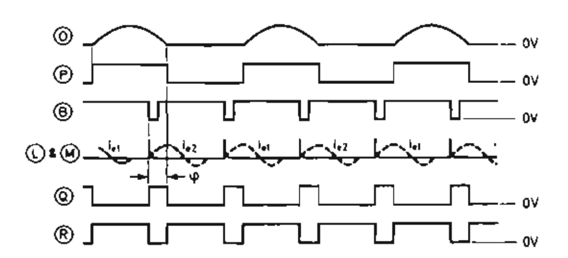


Figura 10. Formas de onda de la sección de control (fig. 8). L y M = impulsos de disparo de TH1 y TH2; i_{e1}, i_{e2} = corriente de excitación (fig. 1); φ = desfase entre la tensión de salida del inversor y los impulsos de disparo del tiristor.

Suponiendo que φ tienda a aumentar, el funcionamiento del circuito es el siguiente. Las formas de onda *Q* y *R* muestran que el valor medio de la señal en la entrada inversora del DOA61 aumenta, mientras que el valor medio de la señal de entrada no inversora del DOA61 disminuye. Esto origina una disminución en la salida del DOA61, que es la integral de la señal diferencial de la entrada. Así se frena la carga de *C*1, los impulsos de salida del oscilador de impulsos se retrasan y se compensa el aumento de φ.

Si suponemos que la ganancia del DOA61 es infinita, puede obtenerse la expresión siguiente del desfase φ:

$$\varphi = \pi \left(\frac{b}{a} - 1\right) / \left(\frac{b}{a} + 1\right), \qquad (10)$$

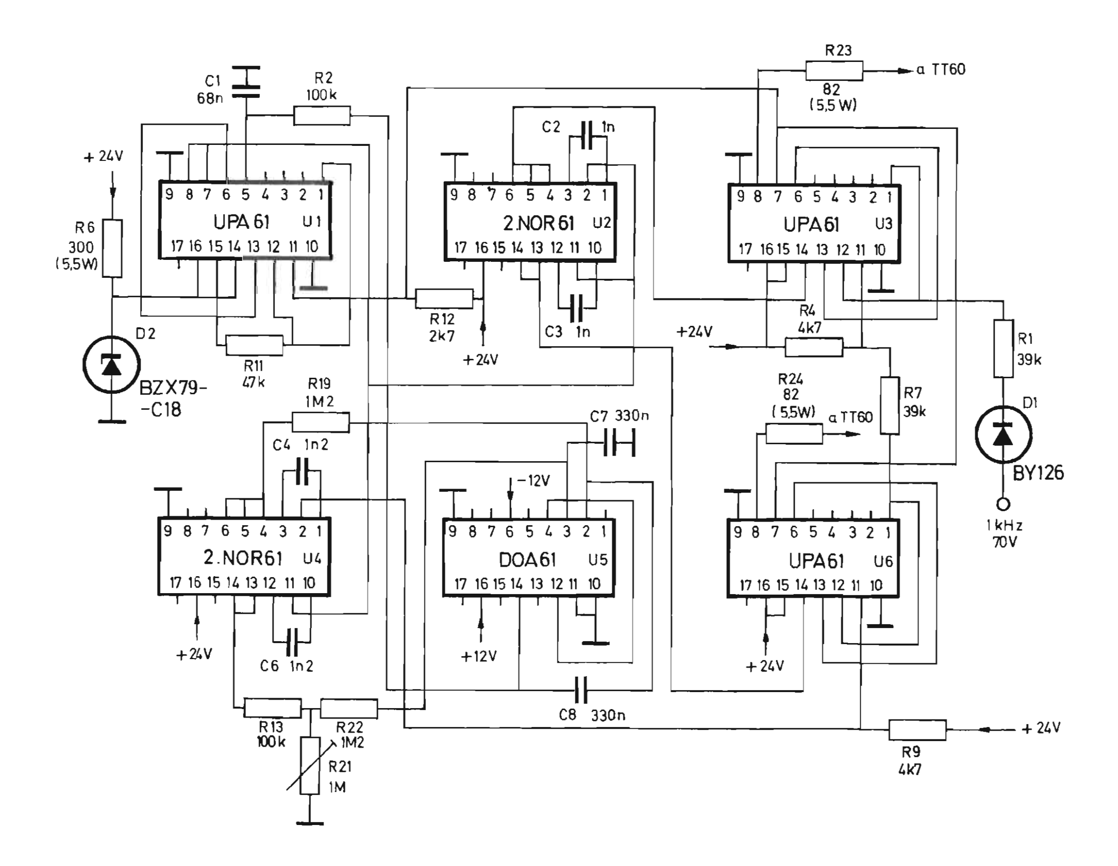


Figura 11. Esquema del cableado del circuito de disparo y de control. La unidad DOA61 está alimentada por tensiones de +12 V y −12 V estabilizadas. La tensión de salida del inversor se ajusta con R21.

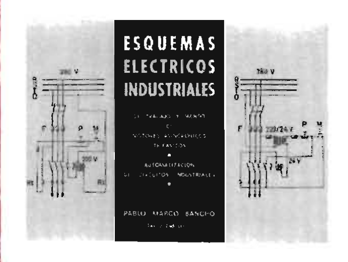
en donde: a = atenuación en c.c. desde la salida alta del biestable $U4$ a la entrada inversora del DOA61.

b = atenuación en c.c. desde la salida baja del biestable $U4$ a la entrada no inversora del DOA61.

El condensador $C1$ se carga por una tensión continua estabilizada, obtenida del diodo regulador de tensión $D2$; también las tensiones +12 V y −12 V del DOA61 están estabilizadas. De este modo las fluctuaciones de la tensión de red tienen escasa influencia en el funcionamiento del circuito.

2.3. Montaje del circuito

La figura 11 representa la disposición del circuito. Si se colocan los módulos en un chasis UMC60 se reduce el tiempo de montaje y se obtiene un circuito compacto.



PABLO MARCO SANCHO

ESQUEMAS ELECTRICOS INDUSTRIALES
Un volumen de 91 páginas (21 x 15 cm). Zaragoza, 1972.

Obra que estudia los esquemas industriales de trabajo y mando de motores asincrónicos y trifásicos. Consta de un gran número de esquemas, orientados prácticamente al estudio del automatismo de motores empezando por los elementos más esenciales, como el contactor y los relés térmicos, así como otros relés de protección. La importancia de estos aparatos se pone de manifiesto en cada uno de los distintos esquemas que forman parte de la obra, como son la puesta en marcha de cualquier motor eléctrico trifásico asincrónico, en enclavamientos eléctricos entre motores, en inversión del sentido de giro de los motores, en diferentes tipos de arranque de motores (en especial en el estrella-triángulo), en el cambio de velocidad por contactores, en múltiples accionamientos electromecánicos, en el arranque por eliminación de resistencias rotóricas y estatóricas, etc. Todos los esquemas distinguen claramente los circuitos de carga o de trabajo –indicados en trazo negro– de los de mando o auxiliares –señalados en rojo–. El texto



E. RAS

TEORIA DE CIRCUITOS. FUNDAMENTOS
Editorial Marcombo. Barcelona, 1972
Un volumen de 319 páginas (16 x 21 cm)
Segunda edición.

La electrotecnica está sujeta a una rápida evolución que afecta no sólo a sus aplicaciones sino también a su base científica. Este proceso de constante transformación hace que las obras monográficas, como la que comentamos, adquieran mayor importancia por cuanto tratan un tema de modo especializado, lo cual permite recoger los últimos avances y criterios, y a su vez resultan de fácil sustitución, pues no incluyen el contexto general como sucede en obras de carácter más amplio.

Adaptarse a las nuevas exigencias didácticas –especialización y renovación constante– ha sido la intención básica del autor de este libro, intención que ha logrado cumplir con éxito, y por lo cual le fue concedido el premio anual al mejor libro técnico por la Asociación Nacional de Ingenieros Industriales, Agrupación de Bilbao.



F. ESTRADA

EL OSCILOSCOPIO Y SUS APLICACIONES
Editorial Janzer. Barcelona, 1971
Un volumen de 206 páginas (16 x 22 cm)

Antes de que la televisión se generalizara, el osciloscopio era un equipo poco difundido; sólo los laboratorios de importantes empresas podían costear su adquisición. En la actualidad, en cambio, casi todos los talleres disponen de este equipo indispensable para la fácil y rápida localización de averías en receptores de radio y televisión. Además, hoy en día, es posible incluso construirlo con componentes muy baratos que están al alcance de todos y también se suministra en forma de kits de fácil montaje.

La obra que comentamos se propone orientar al lector en el mejor aprovechamiento de este interesante equipo. Examina la función de cada componente, la misión de cada control y de cada etapa, comenzando por el elemento básico, el tubo de rayos catódicos, basándose principalmente en un modelo popular suministrado en forma de kit. Luego expone las principales aplicaciones del osciloscopio para la medida y comprobación de

que aeompaña cada esquema deseribe la composición, el funcionamiento y las aplicaciones, así como numerosos casos prácticos, datos y fórmulas. El estilo claro y sencillo hace que la lectura resulte asequible y resulte aconsejable para estudiantes de las escuelas de aprendizaje, maestría industrial, escuelas de ingenieros téenieos, electricistas instaladores y para cuantos sientan interés por el automatismo de máquinas eléctricas.

El autor, catedrático de la Escuela de Ingenieros Industriales de Barcelona y miembro de la Academia de Ciencias y Artes de Barcelona, ha sabido compaginar inteligentemente las exigencias de rigor teórico con las de sencillez como corresponde a un tratamiento monográfico sobre la teoría de circuitos que se destina a estudiantes y técnicos en general. El índice alfabético que se incluye al final del libro resulta de gran utilidad para cualquier consulta que se desee realizar.

Además de una serie de ejercicios prácticos y tres apéndiees, la obra incluye los siguientes capítulos:

1. Introducción a la teoría de circuitos. 2. Magnitudes senoidales en régimen permanente. 3. Sistemas polifásicos. 4. Sistemas desequilibrados. Teoría general de las componentes simétricas. 5. Extensión del método complejo. Frecuencia compleja, polos y ceros en las respuestas frecuenciales.

componentes y circuitos utilizados en radio, audio y televisión. Se dedica asimismo un capítulo al estudio del conmutador electrónico, con descripción de su funcionamiento, características y de varios modelos prácticos.

En resumen, en esta obra el técnico hallará cómo construir su propio equipo y cómo utilizarlo, interpretando los oscilogramas que aparecen en la pantalla. Las explicaciones del texto se completan con una abundante ilustración, más de 280 figuras, y la descripción de varios modelos comerciales típicos.

1972

INDICE DEL VOLUMEN 11

Materiales. Componentes

Audiofrecuencia. Amplificación

Radio. Televisión

Aplicaciones digitales

Circuitos prácticos

Varios